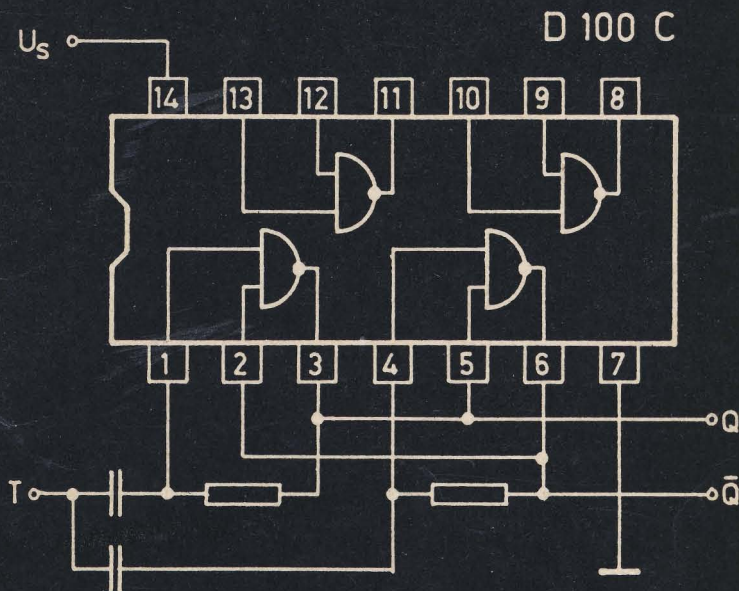


amateurreihe

electronica



Harro Kühne

141

Schaltbeispiele mit TTL-Gattern
der Schaltkreisserie D 10 · Teil 1

electronica 141

HARRO KÜHNE

Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10 Teil 1



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1976, 1.—15. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1976

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV: 3539

Lektor: Wolfgang Hartmann

Zeichnungen: Evelyn Leipold

Typografie: Helmut Herrmann • Hersteller: Ingeburg Zoschke

Vorauskorrektor: Johanna Pulpit • Korrektor: Gertraud Purfürst

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 2. September 1975

Bestellnummer: 745 714 7

EVP 1,90 Mark

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	5
1. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen, Abkürzungen, Näherungen und Hinweise zu den gezeigten Oszillogrammaufnahmen	6
1.1. Aufstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen	6
1.2. Vereinbarte Näherungen	7
1.3. Hinweise zu den Oszillogrammaufnahmen	8
2. Aufbau und Wirkungsweise integrierter TTL-Gatter der <i>D 10</i> -Serie	9
2.1. Grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise von TTL-Nand-Gattern der Schaltkreisserie <i>D 10</i>	9
2.2. Kenn- und Grenzwerte der TTL-Nand-Gatter ...	13
2.3. Allgemeingültige Anwendungsempfehlungen für TTL-Schaltkreise	17
2.4. Realisierung logischer Grundfunktionen mit TTL-Nand-Gattern	23
3. Stromversorgung von Schaltungen mit integrierten TTL-Schaltkreisen	25
3.1. Einfaches Stabilisierungsteil für Netz- oder Batteriebetrieb	25
3.2. Hochwertiges Stromversorgungsteil für TTL-Schaltkreise	27
3.3. Einfache Schutzschaltung zur Begrenzung von Überspannungen	32
4. Triggerschaltungen	34
4.1. Trigger für niederohmige Ansteuerung	35
4.2. Triggerschaltungen mit hochohmigem Eingang ..	38

5.	Bistabile Multivibratoren	42
5.1.	Das RS-Flip-Flop	42
5.2.	Das getaktete RS-Flip-Flop und das D-Flip-Flop	44
5.3.	Das flankengetriggerte Flip-Flop	47
6.	Monostabile Multivibratoren	51
6.1.	Monostabiler Multivibrator mit TTL-Gattern ...	51
6.2.	Monostabile Schaltung zur Erzeugung sehr kurzer Impulse	54
6.3.	Monostabiler Multivibrator mit zusätzlichem pnp- Transistor	55
6.4.	Monostabiler Multivibrator aus einem RS-Flip- Flop und zusätzlichem npn-Transistor	58
6.5.	Monostabiler Multivibrator mit drei Gattern und einem npn-Transistor	61
7.	Impulsgeneratoren	65
7.1.	Impulsgeneratoren mit TTL-Gattern	65
7.2.	Impulsgeneratoren mit zusätzlichen pnp- oder nnp-Transistoren	68
8.	Quarzstabilisierte Taktgeneratoren	76
8.1.	Quarzoszillatoren für einen Frequenzbereich von 1 MHz bis 5 MHz	76
8.2.	Quarzoszillatoren für einen Frequenzbereich von 0,1 MHz bis 1 MHz	79
9.	Komplexe Schaltungen	82
9.1.	Frequenzteiler mit monostabilen Multivibratoren	82
9.2.	Zähldekade	85
9.3.	Frequenzteiler mit einem Teilerverhältnis von 3:1	87
9.4.	Impulsgenerator	89
9.5.	Zweistrahlschalter für einen Oszillografen	90
9.6.	Analogfrequenzmesser	93
9.7.	Eichpunktgeber	94
10.	Literatur	96

Vorwort

Auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1971 stellte das Kombinat VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) die ersten Bausteine der integrierten TTL-Schaltkreisserie *D 10* vor. Nach relativ kurzer Zeit stehen nun auch dem Amateur diese modernen Bauelemente zur Verfügung. Besonders zu begrüßen ist, daß diese Schaltkreise auch preisgünstig in Form des *Bastlerbeutel* Nr. 8 zu erhalten sind. Aber auch Originalschaltkreise mit garantierten Kennwerten werden angeboten, so daß der Amateur entsprechend wählen kann. Dadurch, daß diese TTL-Schaltkreise sehr kurzfristig im Handel erschienen, ist dieses Gebiet der Elektronik für den Amateur oft noch Neuland. Die vorliegende Broschüre soll mit zahlreichen Schaltbeispielen helfen, einige Anwendungsmöglichkeiten der TTL-Schaltkreise in der Amateurpraxis aufzuzeigen. Da vorerst nur die Grundgatter ständig im Angebot sind, beschränken sich die Schaltbeispiele auf Anwendungsmöglichkeiten dieser Gatter.

Nach einer Einführung über den Aufbau und die Wirkungsweise der TTL-Gatter folgen wesentliche Hinweise über die Anwendung dieser komplexen Bauelemente. Der Hauptteil der Broschüre ist den eigentlichen Applikationen vorbehalten. Charakteristisch für diese Beispiele ist, daß hier TTL-Schaltkreise häufig mit herkömmlichen Bauelementen verbunden werden. Dadurch ergeben sich oft günstigere Schaltungen, die ohne die Verwendung von TTL-Schaltkreisen bzw. nur mit diesen nicht möglich wären.

Von fast allen Schaltbeispielen wurden Oszillogramme aufgenommen, die den Spannungsverlauf an wesentlichen Schaltungspunkten darstellen. Diese Oszillogramme dienen besonders zum Verdeutlichen der Arbeitsweise der einzelnen Schaltungen. Sie sind aber auch eine Hilfe, wenn bei dem Nachbau die Funktionsweise kontrolliert werden soll.

Naumburg (Saale) im Mai 1974

Ing. Harro Kühne

1. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen, Abkürzungen, Näherungen und Hinweise zu den gezeigten Oszillogrammaufnahmen

1.1. Aufstellung der verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen

Die nachstehende Aufstellung nennt die wesentlichsten Formelzeichen und Abkürzungen, die in der vorliegenden Broschüre verwendet werden. Spezielle Zeichen, die nur selten erwähnt wurden, sind im Text näher erläutert.

A	Ausgang
B	Großsignalstromverstärkung eines Transistors
β	Kleinsignalstromverstärkung eines Transistors
C	Kapazität
D	Diode oder Vorbereitungseingang eines D-Flip-Flops
ϑ_U	Umgebungstemperatur
E	Eingang
f	Frequenz
FF	Flip-Flop
G	Gatter
H	hoher Spannungspegel
I	Strom
I_B	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom
I_{IH}	Gattereingangsstrom bei Logik 1 am Eingang
I_{IL}	Gattereingangsstrom bei Logik 0 am Eingang
I_{OH}	Gatterausgangsstrom bei Logik 1 am Ausgang
I_{OL}	Gatterausgangsstrom bei Logik 0 am Ausgang
I_{OS}	Ausgangskurzschlußstrom
L	niedriger Spannungspegel
M	statische Störsicherheit
N_O	Ausgangslastfaktor
P	Potentiometer
Q, $\bar{Q}$	Flip-Flop-Ausgänge
R	Widerstand oder Rücksetzeingang eines Flip-Flops

RE	Rastereinheit bei Oszillogrammaufnahmen
S	Stelleingang eines Flip-Flops
T	Transistor, Periodendauer oder Takteingang
t	Zeit
t_{DHL}	Einschaltverzögerungszeit
t_{DLH}	Ausschaltverzögerungszeit
t_{THLO}	Abfallzeit des Ausgangssignals
Th	Thyristor
U	Spannung
U_{aus}	Ausschaltspannung eines Triggers
U_{BE}	Basis-Emitterspannung
U_{CE}	Kollektor-Emitterspannung
ΔU_C	Spannungsänderung über einem Kondensator
$U_{CE\ sat}$	Kollektor-Emittersättigungsspannung
U_{ein}	Einschaltspannung eines Triggers
U_F	Diodenflußspannung
U_{hys}	Hysteresespannung eines Triggers
U_{IH}	Gattereingangsspannung bei Logik 1 am Eingang
U_{IL}	Gattereingangsspannung bei Logik 0 am Eingang
U_{OH}	Gatterausgangsspannung bei Logik 1 am Ausgang
U_{OL}	Gatterausgangsspannung bei Logik 0 am Ausgang
U_R	Spannungsabfall über einem Widerstand
U_S	Speisespannung
U_U	Gatterumschaltspannung
v	Verstärkung

1.2. Vereinbarte Näherungen

Zur Berechnung bestimmter Kennwerte der beschriebenen Schaltungen sind Näherungen sehr nützlich, die nachstehend zusammengestellt sind. Die Anwendung dieser vereinbarten Näherungen führt zu wesentlichen Vereinfachungen, wobei die dadurch bedingten Fehler nahezu immer unter 15 % liegen.

$$I_{IL} \approx 1,6 \text{ mA}$$

$$U_{BE} \approx 0,6 \text{ V} \quad \text{Si-Transistor}$$

$$U_{BE} \approx 0,3 \text{ V} \quad \text{Ge-Transistor}$$

$$U_{OH} \approx 3,8 \text{ V}$$

$$U_{OL} \approx 0,1 \text{ V}$$

$$U_U \approx 1,4 \text{ V}$$

$$U_{BE} \approx U_F \quad \text{wenn gleiches Halbleitermaterial vorliegt}$$

$$B \approx \beta$$

1.3. Hinweise zu den Oszillogrammaufnahmen

Von fast allen in dieser Broschüre beschriebenen Schaltungen werden Oszillogrammaufnahmen gezeigt, die den Spannungsverlauf an wesentlichen Schaltungspunkten darstellen. Der Maßstab in y-Richtung beträgt bei diesen Aufnahmen immer 2,5 V/RE, wenn nicht ausdrücklich ein anderer Maßstab angegeben ist. Bezugspunkt für alle dargestellten Oszillogramme ist das Massepotential.

2. Aufbau und Wirkungsweise integrierter TTL-Gatter der D 10-Serie

Der folgende Abschnitt beinhaltet Aufbau und Wirkungsweise von Gattern der TTL-Schaltkreisserie *D 10*. Es werden Hinweise über die typischen Kenn- und Grenzwerte der in dieser Broschüre verwendeten Bausteine gegeben. Dabei sind besonders die allgemeinen Anwendungsempfehlungen wichtig, die auch für andere TTL-Bausteine, z. B. Flip-Flops und komplexere Schaltkreise, gültig sind. Den Abschluß bildet eine Zusammenstellung, in welcher Weise logische Grundfunktionen mit TTL-Nand-Gattern realisierbar sind.

2.1. Grundsätzlicher Aufbau und Wirkungsweise von TTL-Nand-Gattern der Schaltkreisserie *D 10*

Die Mehrzahl der in dieser Broschüre vorgestellten Schaltungen wurde mit dem Baustein *D 100 C* realisiert. Deshalb soll am Beispiel dieses Bausteins der grundsätzliche Aufbau und die Funktion eines Nand-Gatters näher beschrieben werden, zumal sich die Gatter mit mehr als zwei Eingängen nur in der logischen Funktion unterscheiden. Die folgenden Ausführungen beschränken sich dabei auf das Notwendige, das zum Verständnis der nachstehend beschriebenen Schaltbeispiele erforderlich ist. Weitergehende Angaben findet der Leser in den Literaturstellen [1] bis [3] und [7]. Besonders zu beachten sind auch die vom jeweiligen Hersteller herausgegebenen Kenn- und Applikationshinweise.

Der monolithisch integrierte Schaltkreis *D 100 C* ist in einem zweireihigen Keramikgehäuse mit 14 Anschlüssen und den Abmessungen $18 \text{ mm} \times 7,7 \text{ mm} \times 3,3 \text{ mm}$ untergebracht. In diesem Gehäuse befinden sich vier Nand-Gatter mit je zwei Eingängen. Jedes Gatter realisiert die logische Funktion $Y = A \cdot B$. Es bedeuten dabei Y das Signal am Ausgang und A bzw. B die Eingangssignale. An dieser Stelle muß etwas zur

Logikbezeichnungsweise in dieser Broschüre gesagt werden. Bisher war es üblich, auch in der Schaltungstechnik mit den mathematischen Logikbezeichnungen O und L zu operieren. In letzter Zeit hat sich aber eine etwas andere Art der Bezeichnung weit verbreitet. Die beiden Wertebereiche einer binären elektrischen Größe werden nicht mehr mit O und L bezeichnet. Dafür stehen die Bezeichnungen L (*low* = tief) bzw. H (*high* = hoch). Die Bezeichnung H gibt immer den Spannungspegel an, der näher an $+\infty$ liegt. L dagegen kennzeichnet den Spannungspegel, der näher bei $-\infty$ liegt. Die neuen Bezeichnungen charakterisieren also Spannungspegel innerhalb einer logischen Schaltung und werden auch von den Schaltkreisherstellern der DDR in ihren Kenndatenunterlagen benutzt. Der besondere Vorteil dieser neuen Bezeichnungsweise ist, daß die bisher immer übliche Definition, ob eine positive oder eine negative Logik vorliegt, wegfallen kann. Es ist aber darauf zu achten, daß die neue Bezeichnung L (niedriger Spannungspegel) nicht mit der alten Bezeichnung L (hoher Spannungspegel bei positiver Logik) verwechselt wird. Auf die oben angegebene Gleichung für ein Nand-Gatter angewendet, kann man also folgendes sagen: Wenn beide Eingänge auf H-Potential liegen, so führt der Ausgang Y des Nand-Gatters L-Pegel.

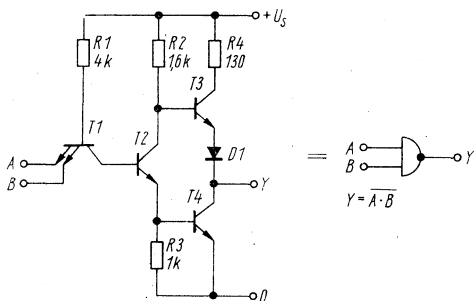


Bild 2.1 Stromlaufplan eine Nand-Gatters des Bausteins D 100 C

Den Stromlaufplan eines der vier in dem Baustein *D 100 C* enthaltenen Nand-Gatters zeigt das Bild 2.1. Charakteristisch für alle TTL-Gatter sind der am Eingang verwendete Multiemittertransistor T1 und die von diesem über eine Zwischenstufe mit T2 gesteuerte Gegentaktendstufe mit den Transistoren T3 und T4. Die Nennversorgungsspannung dieses Bausteins beträgt $5\text{ V} \pm 5\%$. Den Multiemittertransistor kann man sich als eine Parallelschaltung von so vielen Transistoren in Basisschaltung vorstellen, wie Gattereingänge vorhanden sind. Liegt einer der Eingänge A oder B auf einer Spannung zwischen 0 V und 0,4 V, so ist der Transistor T1 gesättigt, und von dem benutzten Gattereingang fließt ein Strom von maximal 1,6 mA (typisch 1 mA) nach Masse. Wenn T1 leitet, fließt in die Basis des Treibertransistors T2 für die Gegentaktendstufe kein Basisstrom, so daß T2 sperrt. Da in diesem Zustand kein Basisstrom in T4 fließt, sperrt auch dieser. Der in Kollektorschaltung arbeitende Transistor T3 leitet, da er einen Basisstrom über R2 erhält. Am Ausgang Y des Gatters liegt deshalb H-Pegel. Dieser beträgt im Leerlauf typisch etwa 3,8 V bei einer Speisespannung von 5 V. Unter Belastung, das heißt, wenn in diesem Schaltzustand ein Strom nach Masse gezogen wird, sinkt die Ausgangsspannung ab. Der typische Abfall beträgt etwa 70 mV/mA für kleine Ströme.

In dem Fall, in dem an den beiden Eingängen A und B Spannungen von größer als 2 V liegen, kann über die nun in Durchlaßrichtung betriebene Kollektor-Basisdiode des Transistors T1 ein von dem Widerstand R1 bestimmter Basisstrom in die Basis von T2 fließen. Dieser Transistor leitet deshalb. Dadurch sperrt T3, und T4 leitet. Der Ausgang Y führt in diesem Schaltzustand L-Pegel mit einem typischen Spannungsbereich von 0,02 V bis 0,4 V. Für viele besonders in dieser Broschüre beschriebene Anwendungen ist die *Umschaltspannung* des Gatters wichtig. Darunter versteht man den Spannungswert, bei dem die Spannung am Eingang gleich der am Ausgang eines als Inverter (es wird dabei nur ein Eingang benutzt, während die anderen auf H-Pegel liegen) betriebenen Gatters ist. Der typische Wert für die Umschaltspannung liegt bei 1,4 V. In Bild 2.2 ist die oszillografisch aufgenommene Übertragungs-

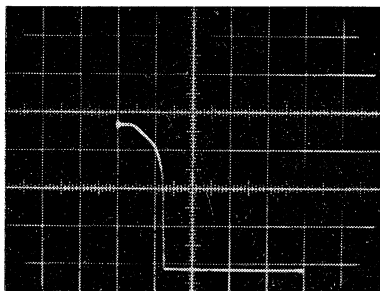


Bild 2.2
Übertragungskenn-
linie eines TTL-
Gatters vom Typ
D 100 C;
Maßstab: x- und
y-Richtung 1 V/RE

kennlinie eines TTL-Gatters vom Typ *D 100 C* dargestellt. Hier ist die Abhängigkeit der Ausgangsspannung (Ordinate) von der Eingangsspannung (Abszisse) angegeben, wenn das Gatter an seinem Ausgang nicht belastet wird. Das Bild zeigt, daß die Kennlinie besonders im Bereich kleiner Eingangsspannungen von der gewünschten, möglichst rechteckförmigen Form der Übertragungskennlinie abweicht. Für praktische Belange ist diese Abweichung aber zu vernachlässigen.

Die Beschreibung der Funktionsweise des TTL-Gatters soll mit einem wichtigen Hinweis beendet werden. Die Gegentaktendstufe sichert sowohl bei dem H- als auch bei dem L-Pegel am Gatterausgang einen niederohmigen Ausgangswiderstand, so daß kapazitive Lasten schnell umgeladen werden können und daher die Schaltzeiten entsprechend klein sind. Leider hat diese Gegentaktstufe auch einen Nachteil. Bei dem Umschalten des Ausgangspotentials von L- auf H-Pegel leitet der Transistor T3 schneller, als der Transistor T4 sperrt. Für kurze Zeit sind deshalb beide Transistoren leitend, und nur der Widerstand R4 begrenzt den dabei fließenden Strom. Diese Stromspitze hat eine Amplitude von etwa 15 mA bis 25 mA und eine Dauer von 5 ns bis 10 ns. Neben störenden Einflüssen, auf die später noch näher eingegangen wird, hat diese Stromspitze auch eine mit der Frequenz anwachsende Verlustleistung von etwa 0,5 mW/MHz je Gatter zur Folge, die aber praktisch erst bei Frequenzen von oberhalb 1 MHz beachtet werden muß [2]. Soweit zum Aufbau und zur Funktionsweise der

TTL-Nand-Gatter. Zur Verfügung stehen Gatter mit 2 (*D 100 C*), 3 (*D 110 C*), 4 (*D 120 C*) und 8 (*D 130 C*) Eingängen. Nähere Angaben über diese Schaltkreise findet man in [3] und [7]. Hier soll nur auf die Stiftbelegung der Schaltkreise *D 100 C* bis *D 120 C* hingewiesen werden, die der Leser in Bild 2.3 findet.

2.2. Kenn- und Grenzwerte der TTL-Nand-Gatter

Man unterscheidet bei der Kennzeichnung der Schaltkreisparameter die sogenannten Grenzwerte, die man nicht überschreiten darf, da sonst mit einer Zerstörung gerechnet werden muß, und die Kennwerte, bei denen der Schaltkreis innerhalb

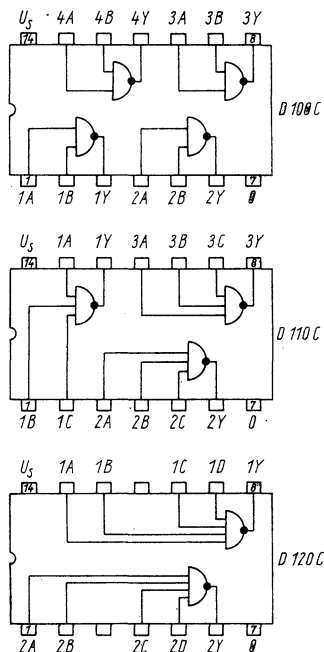


Bild 2.3
Stiftbelegung der Schaltkreise
D 100 C, *D 110 C* und *D 120 C*
(Ansicht von oben)

des garantierten Arbeitsbereichs betrieben wird. Zunächst gelten für die TTL-Gatter der Serie *D 10* die folgenden wichtigsten Grenzwerte:

		minimal	maximal	Einheit
Speisespannung	U_S	0	+7	V
Umgebungstemperatur	ϑ_U	0	+70	°C
Lagerungstemperatur	ϑ_L	—65	+150	°C
Eingangsspannung	U_I	—0,8	+5,5	V

Zu dieser Aufstellung muß gesagt werden, daß man den Bereich für die Eingangsspannung sowohl nach unten als auch nach oben erweitern kann, wenn bestimmte Maßnahmen zum Schutz des Gatters vorgesehen werden. Auf solche Möglichkeiten wird im Abschnitt 2.3. näher eingegangen.

Die nachstehend angegebenen Kennwerte gelten allgemein für die TTL-Nand-Gatter *D 100 C*, *D 110 C*, *D 120 C* und *D 130 C*. Die Meßbedingungen sind dabei so gewählt, daß ein Ausgangslastfaktor von $N_0 = 10$ simuliert wurde. Der Ausgangslastfaktor gibt an, wieviel Schaltkreiseingänge maximal einen Schaltkreisausgang belasten dürfen. Bei den oben angegebenen Grundgattern der Serie *D 10* können bis zu 10 Eingänge an einen Gatterausgang angeschlossen werden, ohne daß innerhalb des garantierten Arbeitsbereichs für die Speisespannung und die Umgebungstemperatur die Funktion des Schaltkreises gestört wird. Als garantierter Arbeitsbereich gilt:

		minimal	typ.	maximal	Einheit
Speisespannung	U_S	4,75	5,00	5,25	V
Umgebungstemperatur	ϑ_U	0	25	70	°C
Ausgangslastfaktor	N_0	0		10	

Innerhalb dieser Arbeitsbereiche gelten folgende statische Kennwerte, wobei die typischen Kennwerte auf eine Speisenspannung von $U_S = 5 \text{ V}$ und eine Umgebungstemperatur von $\vartheta_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ bezogen wurden:

	mini- mal	typ.	maxi- mal	Ein- heit
Logik 1 Eingangsspannung U_{IH}	2			V
Logik 0 Eingangsspannung U_{IL}			0,8	V
Logik 1 Ausgangsspannung U_{OH}	2,4			V
	mini- mal	typ.	maxi- mal	Ein- heit
Logik 0 Ausgangsspannung U_{OL}			0,4	V
statische Störsicherheit M	0,4	1		V
Logik 0 Eingangsstrom $-I_{IL}$			1,6	mA
Logik 1 Eingangsstrom I_{IH}			40	μA
Ausgangs- kurzschlußstrom $-I_{OS}$	15		55	mA

Zur Beurteilung der Gatter sind neben den statischen noch einige dynamische Kennwerte notwendig, die nachstehend angegeben werden, wobei $U_S = 5 \text{ V}$, $\vartheta_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ und $N_0 = 10$ gilt.

	mini- mal	typ.	maxi- mal	Ein- heit
Einschalt- verzögerungszeit t_{DHL}	4	10	15	ns
Ausschalt- verzögerungszeit t_{DLH}	6	14	22	ns
Abfallzeit des Ausgangssignals t_{THLO}	3			ns

Aus diesen Daten kann man mit der folgenden Gleichung die mittlere Signaldurchlaufverzögerung t_D eines Gatters er- rechnen:

$$t_D = \frac{t_{DHL} + t_{DLH}}{2} . \quad (1)$$

Entsprechend Gl. (1) und den obigen Kennwerten ist also mit einer typischen Signaldurchlaufverzögerung bei größter zu- lässiger Ausgangsbelastung von etwa 12 ns zu rechnen. Damit sollen die Angaben über die Eigenschaften und Kennwerte der TTL-Nand-Gatter abgeschlossen werden. Der interessierte Amateur findet in den Literaturstellen [1], [2] und [7] noch weitere Daten. Besonders sind in den Herstellerunterlagen [3] auch die Meßschaltungen angegeben, unter denen die genann- ten Werte ermittelt wurden. Diese Tatsache ist dann von Be- deutung, wenn dem Amateur Schaltkreise zur Verfügung ste- hen, bei denen vom Hersteller nur die logische Funktion ga- rantiert wird. Der Amateur kann dann mit entsprechenden Meßschaltungen prüfen, welche statischen Kenngrößen unter welchen Bedingungen noch erfüllt werden und ob diese Bau- elemente für seine Zwecke voll einsatzfähig sind.

2.3. Allgemeingültige Anwendungsempfehlungen für TTL-Schaltkreise

Sollen Schaltungen mit Bausteinen der TTL-Serie verwirklicht werden, so sind einige wichtige Gegebenheiten zu beachten, damit ein zuverlässiger und ungestörter Betrieb gesichert ist. Die Hinweise betreffen zunächst die Schaltkreise selbst, aber auch Probleme, die bei dem Entwurf von Leiterplatten und bei der Stromversorgung zu beachten sind. Dabei ist es im Rahmen dieser Broschüre unmöglich, auf alle Probleme näher einzugehen. Es ist deshalb eine Beschränkung auf das unbedingt Erforderliche notwendig. Der Leser kann sich aber weitergehend informieren, wobei besonders die Literaturstellen [1] und [2] zu empfehlen sind.

Es ist zunächst wesentlich, daß die Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale kleiner sein müssen als $1\text{ }\mu\text{s}$, weil es sonst zu unerwünschten Schwingungen an den Gatterausgängen kommen kann, wenn das Ausgangssignal den aktiven Bereich (Ausgangsspannungsbereich eines Gatters zwischen den Endwerten H und L) durchläuft. Bei bestimmten Schaltungen sind zum Teil kürzere oder auch längere Flankenzeiten notwendig bzw. zulässig. Hier sollte man sich nach den Vorschriften der Bauelementehersteller richten.

Eine oft auftretende Frage ist, wie mit den Gattereingängen verfahren wird, die für eine bestimmte Aufgabe nicht benötigt werden. Dazu ist festzustellen, daß unbenutzte und deshalb freigelassene Eingänge immer von selbst H-Potential führen, so daß sie auf die logische Funktion der verwendeten Eingänge keinen Einfluß ausüben. Auswirkungen ergeben sich erst bei sehr schnellen Systemen, da mit einer zusätzlichen Verzögerung der H-L-Ausgangsflanke von etwa 1 ns je offenem Gattereingang gerechnet werden muß. Nachteilig ist weiterhin, daß in die offenen Eingänge leicht Störsignale in die Schaltung eindringen können, die die Betriebssicherheit möglicherweise herabsetzen. Deshalb sollten unbenutzte Eingänge nicht frei bleiben. Die geringste zusätzliche Verzögerungszeit ergibt sich dann, wenn die nichtbenötigten Eingänge mit benutzten Eingängen verbunden werden. Dabei ist nur zu beachten, daß der

Ausgangslastfaktor des Gatters, das die verbundenen Eingänge ansteuert, dies zuläßt. Diese Tatsache ist aber nur bei dem H-Pegel des treibenden Gatters von Bedeutung, weil dann die parallelgeschalteten Eingänge eines Gatters einen Strom ziehen, der gleich der Summe der einzelnen Eingangsströme ist. Befindet sich das treibende Gatter am Ausgang auf L-Pegel, so wirken die parallelgeschalteten Eingänge eines Gatters wie nur ein Eingang, so daß die Ausgangsbelastung des treibenden Gatters nicht vergrößert wird. Eine andere Möglichkeit, die unbenutzten Gattereingänge zu beschalten, besteht darin, daß sie mit der Speisespannung verbunden werden. Diese darf aber dann den Wert $U_S = 5,5 \text{ V}$ nicht überschreiten, weil sonst das Gatter bei einer zu großen Speisespannung eventuell zerstört wird. Ist eine Spannungserhöhung nicht auszuschließen, so sollten die unbenutzten Gattereingänge über einen Vorwiderstand, der den Strom bei erhöhter Speisespannung begrenzt, an U_S gelegt werden. Der maximal fließende Strom soll kleiner als 1 mA sein, wenn die Speisespannung über $5,5 \text{ V}$ ansteigt. Empfohlen werden Begrenzungswiderstände mit Werten von $1 \text{ k}\Omega$ bis $5 \text{ k}\Omega$ [1] und [2]. Die bei dieser Methode zu erwartende zusätzliche Verzögerung der negativen Ausgangsflanke des Gatters beträgt etwa $0,5 \text{ ns}$ je so beschalteten Eingang. Die letzte Variante, einen nichtbenötigten Gattereingang zu beschalten, ist, den Gattereingang an eine separate Spannung von $2,4 \text{ V}$ bis $3,5 \text{ V}$ zu legen. Diese Spannung kann mit einem Spannungsteiler von der Speisespannung abgeleitet werden. Verbindet man einen Eingang eines für die zu realisierende Schaltung nichtbenötigten Gatters mit dem Massepotential, so führt der Ausgang dieses Gatters H-Pegel. Sind nun mit diesem Ausgang die nichtbenötigten Eingänge anderer Gatter verbunden, so kann auf elegante Weise der sonst notwendige Spannungsteiler eingespart werden. Soweit zu den Möglichkeiten der Beschaltung unbenutzter Gattereingänge. Bei den Schaltbeispielen in dieser Broschüre sind unbenutzte Gattereingänge nicht eingezeichnet worden. Der Anwender kann sich deshalb für eine der vorher genannten Varianten entscheiden.

Ein anderes Problem ist die Ansteuerung von Gattereingängen

mit positiven Spannungen, die größer als 5,5 V sind. Solche Überspannungen können zunächst mit Dioden, deren Anode mit dem Gattereingang und deren Katode mit dem Pluspol der Speisespannung verbunden ist, begrenzt werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, mit einem Widerstand dafür zu sorgen, daß der Durchbruchstrom des Gattereingangs, an dem eine Spannung von größer als 5,5 V auftreten kann, 1 mA nicht übersteigt.

Bei einigen Schaltungen besteht die Möglichkeit, daß den Gattereingängen negative Spannungen zugeführt werden. Hier sind zwei Betriebsfälle zu unterscheiden. Einmal können die negativen Eingangsspannungen statisch anliegen. Für diesen Fall schreibt der Hersteller in [3] vor, daß die negative Eingangsspannung den Wert $-0,8$ V nicht überschreiten darf. Ist das nicht gesichert, so kann die negative Eingangsspannung wieder mit einer Siliziumdiode begrenzt werden, deren Katode mit dem Gattereingang und deren Anode mit Masse verbunden ist. Andere Hersteller [2] geben die Möglichkeit einer Strombegrenzung mit einem Widerstand auf maximal 6 mA an. Der zweite Betriebsfall ist der, bei dem die negative Eingangsspannung nur kurze Zeit, das heißt dynamisch, anliegt. Nach [3] sind für diesen Fall negative Eingangsspannungen von größer als 1,5 V erlaubt, wenn die Dauer des negativ gerichteten Eingangsimpulses bei einem Tastverhältnis von 0,5 kleiner als 200 ns ist. Soweit zu dem Schutz der Gattereingänge vor zu großen positiven bzw. negativen Eingangsspannungen. Bei den Beschreibungen der einzelnen Schaltbeispiele wird auf spezielle Probleme noch gesondert eingegangen.

Welche Vorschriften sind nun bei den Gatterausgängen zu beachten? Wie vorher schon beschrieben, haben die normalen Gatter eine im Gegentakt arbeitende Ausgangsstufe, die für einen niederohmigen Ausgangswiderstand in den beiden möglichen logischen Schaltzuständen sorgt. Der obere Transistor dieser Gegentaktstufe ist bei einem kurzzeitigen Kurzschluß des Ausgangs nach Masse durch den integrierten Widerstand R4 geschützt. Anders liegen dagegen die Verhältnisse für den Transistor T4 in Bild 2.1. Wenn nämlich der Gatterausgang mit dem positiven Pol der Speisespannung verbunden

ist und alle Eingänge des Gatters auf H-Potential liegen, so wird der Kollektorstrom von T4 nicht begrenzt. Dieser Strom kann dadurch auf Werte bis zu 80 mA ansteigen. Die dann stark ansteigende Verlustleistung des Bausteins führt möglicherweise zu dessen Zerstörung. Ein Kurzschluß des Ausgangs mit dem positiven Pol der Speisespannung ist deshalb zu vermeiden. Mit der eben geschilderten Tatsache hängt auch die Vorschrift des Herstellers [3] zusammen, daß die maximale Lastkapazität zwischen Ausgang und Masse nur 1 nF betragen darf, weil bei der Entladung von Kondensatoren hohe Ströme fließen können. Das gilt aber nur, wenn nicht schaltungs-technische Maßnahmen das Auftreten eines zu großen Kollektorstroms in T4 ohnehin unterbinden.

Manchmal möchte man die Ausgänge verschiedener Gatter parallelschalten. Das ist aber nicht zulässig, weil es unter Umständen vorkommen kann, daß der eine Gatterausgang L-Potential führt und ein Eingang des zweiten Gatters ebenfalls auf L-Potential liegt. Der Ausgang dieses Gatters würde dann normalerweise auf H-Pegel liegen. Das andere Gatter zieht ihn aber gewaltsam auf L, was einem Dauerkurzschluß entspricht. Dadurch steigt die Verlustleistung in beiden Gattern an, so daß es zu einer Zerstörung oder zumindest zu Fehlschaltungen kommen kann, weil der statische Störabstand nicht mehr gesichert ist. Manche Hersteller lassen die Parallelschaltung von Gatterausgängen unter der Bedingung zu, daß alle Eingänge der betreffenden Gatter miteinander verbunden werden. Damit ist dann eine Vergrößerung der zulässigen Ausgangsbelastung möglich.

Die Anwendungsempfehlungen sollen mit Hinweisen abgeschlossen werden, die den Entwurf der Leiterplatte und die Stromversorgung der Schaltung betreffen. Bei dem Aufbau von Schaltungen mit TTL-Bausteinen ist zuerst darauf zu achten, daß die im Abschnitt 2.2. genannten Grenzwerte der elektrischen und thermischen Beanspruchung nicht überschritten werden. Besondere Vorsicht ist bei dem Einbau der integrierten Schaltkreise in Leiterplatten geboten. Die Anschlüsse der Schaltkreise sind für ein Rastermaß von 2,5 mm vorge-

sehen. Dieses Maß muß man mit genügender Genauigkeit einhalten, damit die Anschlußbeine nicht unzulässig verbogen werden. Solche mechanischen Beanspruchungen können dazu führen, daß das Gehäuse nicht mehr hermetisch dicht ist. Dadurch besteht dann die Möglichkeit, daß klimatische Einflüsse auf das Kristall einwirken, so daß es zu einem Ausfall des Bauelements kommt. Weiter ist durch Verbiegen von Anschlüssen eine direkte Beschädigung der Kontaktierung möglich, die notwendigerweise zu einem völligen oder teilweisen Ausfall der integrierten Schaltung führt. Zusätzliche Angaben sind den Einbau- und Lötvorschriften des jeweiligen Herstellers zu entnehmen.

Für die Leitungsführung auf der Leiterplatte sollen nun einige Empfehlungen geben werden. Dazu muß zuerst noch einmal an die Speisestromspitze erinnert werden, die immer dann auftritt, wenn der Ausgang eines Gatters von L auf H umschaltet. Diese Stromspitze kann besonders bei langen Leitungen, deren Widerstand und Induktivität groß sind, zu einem so großen Spannungsabfall führen, daß andere Gatter oder logische Bauelemente gestört werden. Es ist deshalb notwendig, die Versorgungsleitungen für Masse und Speisespannung so niederohmig und induktivitätsarm wie möglich auszulegen. Dafür sind natürlich zwei- oder mehrlagige Leiterplatten deshalb besonders geeignet, weil hier die Möglichkeit besteht, eine Ebene ausschließlich zur Zuführung des Massepotentials und der Speisespannung zu verwenden. Bei mehrlagigen Leiterplatten wird für jedes Potential zumeist eine Ebene benutzt. Leider kann der Amateur von der mehrlagigen Leiterplatte keinen Gebrauch machen. Auch zweilagige Platten sind nur mit einem erhöhten Aufwand herstellbar, außerdem kann der besondere Vorteil der durchkontaktierten Bohrungen vom Amateur nicht genutzt werden, so daß er zumeist doch mit einer einlagigen Leiterplatte arbeiten muß. Der Amateur ist dadurch in der Freizügigkeit bei der Entwicklung des Leitungsmusters stark eingeschränkt, und es sind deshalb oft Drahtbrücken notwendig. Bei dem Leiterplattenentwurf sind möglichst kurze und breite Leiterbahnen für die Zuführungen des Massepotentials und der Speisespannung vorzusehen. Ein maschen-

artiger Aufbau ist vorteilhaft, da sich dadurch eine geringe Induktivität ergibt.

Zum Abfangen der Umschaltstromspitzen sind sogenannte Stützkondensatoren nützlich und notwendig. Diese liefern während des Umschaltvorgangs der Gatter zusätzlich Strom, so daß Störungen verringert werden. Damit Resonanzen unterbleiben, müssen für diese Stützkondensatoren Bauelemente mit einer geringen Induktivität und einem großen $\tan \delta$ eingesetzt werden. Geeignet sind Epsilankondensatoren von 10 nF bis 68 nF und Tantalkondensatoren in Sinterausführung von 0,5 μ F bis 5 μ F. Als Richtwert gilt, daß für je zwei Schaltkreise ein Keramikkondensator 22 nF oder für fünf Schaltkreise ein Tantalkondensator 1 μ F ausreichend ist. Grundsätzlich sollte weiterhin sofort nach der Steckerleiste oder einer anderen Einrichtung zur Zuführung der Speisespannung diese mit einem Tantalkondensator nach Masse abgeblockt werden, damit sowohl von außen nach innen als auch umgekehrt keine Störungen eindringen. Bei kleineren Systemen, wie sie oft in der Amateurpraxis vorliegen, reichen im allgemeinen ein Tantalkondensator und einige Keramikkondensatoren aus, so daß der Aufwand in Grenzen bleibt.

Zur Leitungsführung der Signalleitungen ist zu sagen, daß man lange und parallel laufende Signalleitungen möglichst nicht vorsehen sollte. Unter bestimmten Bedingungen kann es nämlich bei solchen Leitungen zu einem Übersprechen kommen, so daß dadurch die Funktion der Schaltung gestört wird. Mehr über diese Problematik findet man in [1], [2] und [7].

Nach diesen Angaben, die die Leiterplatte der Schaltung betrafen, einige Hinweise zur Stromversorgung von TTL-Schaltkreisen. Erste Bedingung ist, daß die Speisespannung innerhalb des garantierten Arbeitsbereichs der Schaltkreise liegt. Wenn man die Geräte aus dem Netz versorgt, so muß dieser Arbeitsbereich auch bei Netzschwankungen eingehalten werden. Analoges gilt auch bei Batteriebetrieb. Eine Stabilisierung ist deshalb oft unumgänglich. Dabei ergeben sich gleichzeitig auch ein ausreichend kleiner Innenwiderstand der Spannungsquelle und eine geringe Brummspannung, deren Spitze-Spitze-Amplitude kleiner als 0,2 V sein muß, wenn der garan-

tierte Störabstand von 0,4 V nicht verschlechtert werden soll. Für einfache Schaltungen mit nicht mehr als vier Bausteinen reicht häufig auch eine eng tolerierte Leistungs-Z-Diode aus. Für Versuchsaufbauten ist ein Stromversorgungsteil mit einer einstellbaren Strombegrenzung und einem Überspannungsschutz sehr vorteilhaft. Letzterer ist besonders bei der Erprobung sehr komplexer Schaltungen zu empfehlen, weil bei einem möglichen Defekt der Stromversorgung durch eine dann nicht auszuschließende Überspannung sehr viele Schaltkreise zerstört würden.

2.4. Realisierung logischer Grundfunktionen mit TTL-Nand-Gattern

Nur die drei grundlegenden Verknüpfungsglieder Und, Oder und Negator sind notwendig, um innerhalb einer logischen Gesamtschaltung beliebig komplizierte Verknüpfungen zu realisieren. Mit den Rechenregeln der Schaltalgebra läßt sich aber zeigen, daß es auch möglich ist, diese Verknüpfungen nur mit Nand-Verknüpfungen zu bilden. Grundlage der vom Kombinat VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) und auch anderen Produzenten hergestellten TTL-Schaltkreisserien ist die sogenannte *Nand-Technik*. Andere Verknüpfungsglieder wie Nor, Und, Negator, Oder usw. werden von allen Herstellern nur in sehr geringem Umfang angeboten. Daß alle notwendigen Verknüpfungen mit Nand-Gattern realisierbar sind, hat den bedeutenden Nutzen einer wesentlichen Typenbeschränkung. Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus der Tatsache, daß bei der Beschränkung auf nur einen Verknüpfungstyp Anpassungsfragen zwischen den einzelnen Schaltkreisen wesentlich leichter und allgemeingültiger gelöst werden können. So sind z. B. die Innenschaltungen von Ein- bzw. Ausgängen hochkomplexer integrierter TTL-Schaltkreise fast immer identisch mit der Schaltung des einfachsten Grundgatters, so daß sehr gute Bedingungen für eine Zusammenschaltung existieren. Zusätzlich ist eine mit einem Verknüpfungstyp realisierte Schaltung auch weniger störanfällig und zeigt ein stabileres Betriebsverhalten.

Damit eine gegebene logische Funktion in Nand-Technik realisiert werden kann, ist diese Funktion entsprechend den Regeln der Schaltalgebra so lange umzuformen, bis in der Funktionsgleichung nur noch die Verknüpfungsart Nand vorkommt. Für einige häufig benötigte logische Verknüpfungen sind in Bild 2.4 Realisierungsmöglichkeiten mit Nand-Gattern dargestellt.

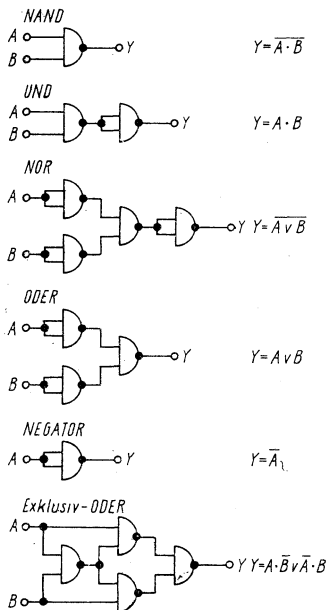


Bild 2.4
Mit Nand-Gattern realisierte
logische Verknüpfungen

3. Stromversorgung von Schaltungen mit integrierten TTL-Schaltkreisen

Zur Stromversorgung von Schaltungen, die mit TTL-Schaltkreisen realisiert wurden, sind elektronisch stabilisierte Stromversorgungsteile zweckmäßig. Die prozentuale Abweichung der Ausgangsspannung dieser Netzteile muß innerhalb der für die Schaltkreise zulässigen Grenze von $\pm 5\%$ bei einer Nennspannung von 5 V liegen. Diese Toleranz ist auch bei einer möglichen Änderung der Umgebungstemperatur einzuhalten. Wegen der beim Umschalten der Gatter auftretenden Stromspitzen sind ein niedriger Innenwiderstand und eine kurze Ausregelzeit bei Laständerung sehr erwünscht. Hochwertige Stromversorgungsteile sollten mit einer Strombegrenzung und einem Überspannungsschutz versehen sein, damit einmal das Stromversorgungsteil gegen Kurzschluß gesichert ist und zum anderen die versorgten Schaltungen bei einem Defekt der Stromversorgung vor zu großer Speisespannung geschützt sind.

3.1. Einfaches Stabilisierungsteil für Netz- oder Batteriebetrieb

Zuerst soll ein einfaches Stabilisierungsteil näher beschrieben werden, das sich für Schaltungen eignet, die nur relativ wenige integrierte TTL-Schaltkreise enthalten. Die in Bild 3.1 gezeigte Schaltung hat den besonderen Vorteil, mit nur einer Speisespannung auszukommen. Diese Tatsache ist immer dann von Bedeutung, wenn das gesamte Gerät von Batterien oder Akkumulatoren versorgt werden soll. Das Stabilisierungsteil ist für eine Nenneingangsspannung von 8 V ausgelegt. Der Stabilisierungsfaktor beträgt 10, so daß sich bei einer Eingangsspannungsänderung von $\pm 10\%$ die Ausgangsspannung um $\pm 1\%$ ändert. Diese Daten gelten für einen Laststrom von 0,15 A. Der ausgangsseitige Innenwiderstand der Stabi-

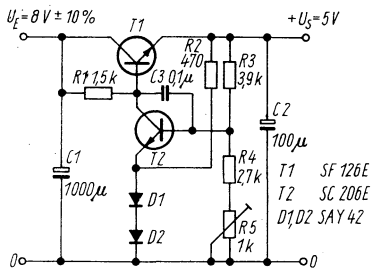


Bild 3.1
 Einfaches Stabili-
 sierungsteil zur
 Spannungsversorgung
 von TTL-Schalt-
 kreisen

lisierungsschaltung betrug bei dem genannten Laststrom $0,8\ \Omega$. Als Stelltransistor T1 dient ein Si-Transistor des Typs SF 126. Dieser wurde mit einem 1 mm starken Al-Kühlblech mit einer Fläche von 25 cm^2 versehen, da bei einer Eingangsspannung von 10 V und einem Laststrom von 0,15 A die Verlustleistung von T1 etwa 0,75 W beträgt.

Im Gegensatz zu den sonst üblichen Z-Dioden werden in der hier gezeigten Schaltung zwei in Durchlaßrichtung betriebene Si-Dioden zur Erzeugung der Referenzspannung benutzt. Der Vorteil dieser Maßnahme ist, daß keine speziellen Z-Dioden mit einer Z-Spannung um 3 V benötigt werden. Solche Dioden sind oft schwer zu erhalten. Der Temperaturkoeffizient der so erzeugten Vergleichsspannung ist größer als bei Z-Dioden. Die dadurch — bei einer Änderung der Umgebungstemperatur — auftretende Drift der Ausgangsspannung des Stabilisierungsteils bleibt aber innerhalb der zulässigen Toleranz. D1 und D2 erhalten ihren Betriebsstrom aus der schon stabilisierten Spannung, so daß sich der Flußwiderstand dieser Dioden nicht auf den Stabilisierungsfaktor auswirkt.

Der Transistor T2 arbeitet in der üblichen Weise als Regelverstärker in Emitterschaltung. Die Verstärkung des Regelverstärkers ist wegen des relativ niederohmigen Kollektorwiderstands R1 nicht sehr hoch. Eine aufwendigere Schaltung, bei der R1 durch eine Stromquelle ersetzt wird, würde Verbesserung bringen. Zur Unterdrückung möglicher Schwingneigung des Stabilisatorteils dient der zwischen Kollektor und Basis von T2 geschaltete Kondensator C3. Der Wert dieses Konden-

sators sollte so klein wie möglich gewählt werden, da er wesentlich die Ausregelzeit der Schaltung beeinflusst. Die Basis von T2 ist mit dem Spannungsteiler R3 bis R5 verbunden. Mit dem Einstellregler R5 stellt man die Ausgangsspannung auf 5 V ein. Für U_S gilt die Gleichung:

$$U_S = (U_{F D1} + U_{F D2} + U_{BE T2}) \cdot 1 + \frac{R3}{R4 + R5} \cdot \quad (2)$$

Die Summe von $U_{F D1}$, $U_{F D2}$ und $U_{BE T2}$ beträgt etwa 2 V. Diese Spannung hat eine Temperaturdrift von etwa 6,6 V/°C. Der Wert des zweiten Klammerausdrucks in Gl. (2) ist ungefähr gleich 2,5, so daß die Ausgangsspannung U_S eine Temperaturdrift von etwa 16 mV/°C hat. Dieser Wert ist gerade noch vertretbar. Soll die Schaltung für größere Ströme benutzt werden, so ist an Stelle von T1 eine *Darlington*-Kombination einzusetzen. Dabei ist die Verwendung einer kompletären *Darlington*-Schaltung aus einem pnp-Leistungstransistor und einem npn-Si-Kleinleistungstransistor kostengünstig.

3.2. Hochwertiges Stromversorgungsteil für TTL-Schaltkreise

Nach dem einfachen Stabilisierungsteil soll nun ein Netzteil beschrieben werden, das allen Anforderungen genügt. Dieser speziell zur Spannungsversorgung von TTL-Schaltkreisen ausgelegte Netzteil kann bei einer Ausgangsspannung von 5 V einen maximalen Strom von 2 A liefern. Bei einem Kurzschluß des Ausgangs ist der Netzteil mit einer Strombegrenzung geschützt. Die angeschlossenen TTL-Schaltkreise werden bei einem Defekt des Stabilisatorteils mit einem sehr schnell ansprechenden Überspannungsschutz vor Schaden bewahrt. Die Arbeitsweise des in Bild 3.2 dargestellten Stromversorgungsteils kann folgendermaßen beschrieben werden: Die von einem Netztransformator gelieferte Wechselspannung richten zwei verschieden gepolte Zweiweggleichrichter so gleich, daß

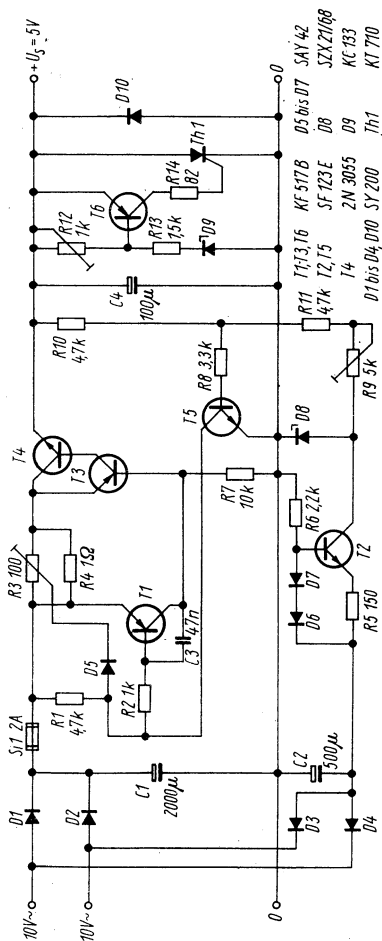


Bild 3.2 Hochwertiges Stromversorgungssteil für TTL-Schaltkreise

einmal eine positive und zum anderen eine gegenüber dem Massepotential negativ gerichtete Gleichspannung zur Verfügung steht. Die negative Spannung versorgt die mit dem Transistor T2 und den Dioden D6 und D7 aufgebaute Stromquelle. Diese liefert einen konstanten Strom von etwa 5,5 mA, der durch die Z-Diode D8 fließt. Der Spannungsabfall über dieser Diode wurde als Referenzspannung benutzt. Die gewählte Z-Spannung sichert einen kleinen Temperaturkoeffizienten der Ausgangsspannung, weil 6-V-Z-Dioden naturgemäß eine geringe Abhängigkeit ihrer Z-Spannung von der Temperatur haben. Der gemessene Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung betrug bei dem Mustergerät innerhalb des Umgebungstemperaturbereichs von 10 °C bis 40 °C durchschnittlich 0,1 mV/°C.

Als Stellglied dient die komplementäre *Darlington*-Kombination aus den Transistoren T3 und T4. Sie arbeitet im Gegensatz zu den üblichen elektronisch stabilisierten Netzteilen in Emitterschaltung. Vorteil dieser Anordnung ist, daß die Verstärkung des Regelverstärkers aus den Transistoren T1 und T5 wesentlich größer ist. Zusätzlich ändert sich die Verstärkung des Regelverstärkers bei Netzspannungsschwankungen weniger als bei der üblichen Schaltungsweise, bei der der Stelltransistor in Kollektorschaltung betrieben wird. Dadurch verbessert sich der Stabilisierungsfaktor. Den Vergleich der Ausgangsspannung mit der Referenzspannung übernimmt der Transistor T5, dessen Emitter mit dem Massepotential verbunden ist. Die Ausgangsspannung steigt so lange an, bis die Spannung über den Widerständen R9 und R11 gleich der Summe aus der Z-Spannung von D8 plus der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T5 ist. In diesem Moment beginnt T5 zu leiten. Sein Kollektor ist über R2 mit der Basis von T1 verbunden. Deshalb fließt nahezu der gesamte Kollektorstrom von T5 in die Basis des Transistors T1. Dieser leitet deshalb, und er übernimmt einen Teil des über R7 in die Basis von T3 fließenden Stromes. Dadurch wird die *Darlington*-Kombination hochohmiger, so daß die Ausgangsspannung nicht weiter ansteigen kann. Analog verringert sich bei einer Belastung des Netzteiles die Basis-Emitter-Spannung von T5. Der dann eben-

falls kleinere Kollektorstrom führt dazu, daß der Kollektorstrom des Transistors T1 sinkt. Der nun größere Basisstrom von T3 bewirkt einen größeren Stromfluß im Kollektorkreis von T4, so daß der zusätzlich benötigte Strom geliefert werden kann. Die hohe Verstärkung des Regelverstärkers sichert eine sehr gute Stabilität der Ausgangsspannung gegenüber Laständerungen. Die erprobte Schaltung hatte einen Innenwiderstand von 50 mΩ. Die Ausregelzeit schneller Lastschwankungen ist stark abhängig von dem Wert des Kondensators C3, der auch bei dieser Schaltung wieder ein mögliches Schwingen unterbinden soll. C3 sollte im Interesse kurzer Ausregelzeiten so klein wie möglich gewählt werden. Die Stabilität der Ausgangsspannung gegenüber Schwankungen der Netzspannung ist wegen der Speisung der Z-Diode D8 mit einem weitgehend konstanten Strom ebenfalls ausgezeichnet. Es konnte innerhalb eines Eingangsspannungsbereichs von $10\text{ V} \pm 10\%$ ein Stabilisierungsfaktor von 400 ermittelt werden. Das heißt, daß sich die Ausgangsspannung nur 1,25 mV größer wird, wenn die Netzspannung um 10 % ansteigt.

Den genauen Wert der Ausgangsspannung stellt man mit dem Einstellregler R9 ein. Für U_S gilt, wenn man den Basisstrom von T5 vernachlässigt, die folgende Gleichung:

$$U_S = R_{10} \cdot \frac{U_{Z\ D8} + U_{BE\ T5}}{R_9 + R_{11}} + U_{BE\ T5} \quad (3)$$

Als Überlastungsschutz bei Kurzschluß oder zu großer Belastung des Stromversorgungsteils dient eine Strombegrenzung. Diese verhindert dann ein weiteres Ansteigen des Ausgangsstromes, wenn der Laststrom einen einstellbaren Maximalwert überschreitet. Die Stabilisierungsschaltung geht dann von einer Spannungsregelung in eine Stromregelung über. Erreicht wird dieser Effekt mit den Bauelementen R3, R4 und D5. Der Laststrom fließt über den niederohmigen Widerstand R4. Solange der Spannungsabfall zwischen dem Emitter von T1 und dem Schleifer von R3 kleiner ist als die Summe aus der Flußspannung von D5 und der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1, arbeitet die Schaltung als Spannungsregler. In dem Augenblick, in dem z. B. wegen eines Kurzschlusses der Spannungs-

abfall den obigen Wert überschreitet, wird dem Transistor T1 über die Diode D5 ein zusätzlicher Basisstrom zugeleitet. Dieser bewirkt, daß der Strom im Lastkreis weitgehend konstant bleibt. Diese Tatsache ist bei der Auslegung des Kühlkörpers für T4 zu berücksichtigen, da über ihn im Kurzschlußfall die volle Spannung anliegt und gleichzeitig der mit R3 einstellbare Dauerkurzschlußstrom fließt. Bei dem Musteraufbau wurde R3 so eingestellt, daß die Strombegrenzung bei einem Laststrom von 2,2 A einsetzte. Die Verlustleistung von T4 beträgt damit bei einem Dauerkurzschluß etwa 30 W. T4 mußte deshalb auf einen Kühlkörper mit einer Kühlfläche von 5 dm² montiert werden.

Ein Defekt im Regelverstärker oder im Stellglied kann zur Folge haben, daß die Ausgangsspannung auf unzulässig hohe Werte ansteigt. Werden mit dem Netzteil eine große Anzahl von integrierten Schaltkreisen versorgt, so ist es möglich, daß eine solche Spannungserhöhung zu sehr kostspieligen Ausfällen führt. Deshalb ist ein Überspannungsschutz vorgesehen. Dieser besteht im wesentlichen aus den Bauelementen Th1, D9 und T6. Steigt aus irgendeinem Grund die Spannung am Ausgang auf zu hohe Werte an, so leitet der Transistor T6. Sein Kollektorstrom fließt vollständig in das Gate des Thyristors Th1. In dem Moment, in dem der Kollektorstrom den für Th1 notwendigen Zündstrom erreicht, zündet der Thyristor und schließt dadurch den Ausgang des Stromversorgungsteils kurz. Als Folge davon fließt über den bei einer Überspannung immer stark leitenden Transistor T4 ein so großer Strom, daß die Schmelzsicherung Si1 nach kurzer Zeit anspricht und deshalb das elektronische Stabilisierungsteil von der Gleichrichtung abtrennt. Der Ansprechpunkt ist mit dem Einstellregler R12 veränderlich. Das Mustergerät wurde so eingestellt, daß bei einer Ausgangsspannung von 5,7 V der Thyristor Th1 leitet.

3.3. Einfache Schutzschaltung zur Begrenzung von Überspannungen

Häufig benutzt man zum Erproben von Schaltungen mit TTL-Bausteinen bereits vorhandene Stromversorgungsgeräte. Da diese zumeist auch wesentlich größere Spannungen als 5 V liefern können, ist die nachstehend beschriebene Schutzschaltung sehr nützlich. Diese verhindert bei Bedienungsfehlern, daß die angeschlossenen TTL-Schaltkreise durch Überspannung zerstört werden. Dabei hat die angegebene Schaltung im Gegensatz zu der nach Bild 3.2 den Vorteil, daß sie automatisch wieder einsatzbereit ist, wenn wieder normale Betriebsbedingungen vorliegen. Die Schutzschaltung nach Bild 3.3 ist für einen maximalen Laststrom von 1 A ausgelegt und arbeitet wie folgt: Solange die Eingangsspannung, die von dem vorhandenen Stromversorgungsteil geliefert wird, kleiner ist als etwa 1,2 V, sperren die Transistoren T1 und T2. Sie bilden eine *Darlington*-Kombination mit einer sehr großen Gesamtstromverstärkung ($B_{\text{ges}} > 2 \cdot 10^4$). Wenn die Spannung am Punkt E den Wert der Summe der Basis-Emitter-Spannungen von T1 und T2 überschreitet, so ist die Spannung an A gleich der Eingangsspannung, vermindert um die Summe der Basis-Emitter-Spannungen von T1 und T2 plus dem Spannungsabfall über dem Widerstand R3. Dieser Spannungsabfall ist aber wegen der großen Stromverstärkung sehr klein ($< 30 \text{ mV}$ bei maxi-

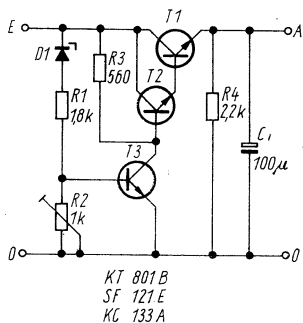


Bild 3.3
Stromlaufplan einer Schutz-
schaltung zur Begrenzung
von Überspannungen

malem Laststrom), da der notwendige Basisstrom für T2 und der Wert von R3 klein sind. Weil die *Darlington*-Anordnung in Kollektorschaltung arbeitet, ist ein hinreichend kleiner Ausgangswiderstand der Schutzschaltung gesichert. Für eine Ausgangsspannung von 5 V ist am Eingang E eine Spannung von ungefähr 6,4 V notwendig.

Ab einer Eingangsspannung von etwa 3 V leitet die Z-Diode D1. Der Teiler mit den Widerständen R1 und R2 ist aber so eingestellt, daß der Spannungsabfall über R2 zunächst noch kleiner ist als die für T3 notwendige Basis-Emitter-Spannung. Erst wenn die Eingangsspannung etwa 6,5 V beträgt, beginnt T3 Strom zu führen. Dadurch verringert sich aber der Basisstrom von T2, so daß die *Darlington*-Kombination weniger leitet. Die Spannung am Ausgang A der Schaltung sinkt deshalb ab. Steigt die Eingangsspannung weiter an, so sättigt T3 sehr schnell. Die Ausgangsspannung geht dann gegen Null, weil die Transistoren T1 und T2 sperren. In Bild 3.4 ist die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung oszillografisch dargestellt.

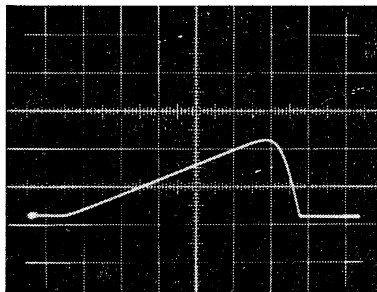


Bild 3.4
Abhängigkeit der
Ausgangsspannung
von der Eingangs-
spannung bei der
Schaltung nach
Bild 3.3; Maßstäbe:
x-Richtung 1 V/RE
und y-Richtung
2,5 V/RE

4. Triggerschaltungen

In Abschnitt 2.3. wurde darauf hingewiesen, daß innerhalb eines Logiksystems aus TTL-Schaltkreisen die Anstiegs- bzw. Abfallzeit der zu verarbeitenden Signale bestimmte Werte nicht überschreiten dürfen. Die nachstehend beschriebenen *Triggerschaltungen* erfüllen die Aufgabe, Signale beliebiger Kurvenform so in frequenzgleiche Rechteckspannungen umzuwandeln, daß diese zur Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen geeignet sind. Außerdem kann man die Triggerschaltungen auch zur Impulsregenerierung und in astabilen sowie monostabilen Zeitkreisen verwenden.

Allen Triggerschaltungen ist gemeinsam, daß sie bei einer bestimmten Eingangsspannung umschalten. Je nach Art der Schaltung liegt dann an ihrem Ausgang H- oder L-Pegel. Der jeweilige Pegel ändert sich auch bei weiterem Ansteigen der Eingangsspannung nicht. Erst wenn die Eingangsspannung wieder verkleinert wird, kippt der Trigger in die Ausgangslage zurück. Wesentlich ist, daß der Spannungswert, bei dem das Zurückkippen erfolgt, kleiner ist als die Spannung, bei der der Trigger einschaltete. Diese Differenz zwischen der Ein- und der Ausschaltspannung nennt man *Hysterese*. Sie ist aus Stabilitätsgründen notwendig, damit eindeutige Umschaltunkte des Triggers vorliegen. In den meisten Fällen ist der Wert der Hysterese durch bestimmte Schaltungsparameter beeinflussbar. Ob eine große oder kleine Hysterese eingestellt wird, hängt von den Aufgaben ab, die der Trigger zu erfüllen hat. Eine kleine Hysterese ist z. B. nicht angebracht, wenn der Trigger Signale verarbeiten muß, die mit Störungen überlagert sind, weil diese zu einem unerwünschten Zurückschalten des Triggers führen können. Eine große Hysterese ist oft auch vorteilhaft, wenn Triggerschaltungen Teil eines monostabilen oder astabilen Zeitkreises sind, weil dann relativ kleine Kondensatoren große Zeiten ermöglichen. Eine nur kleine Hysterese

ist immer dann erwünscht, wenn der Trigger schon bei sehr kleinen Signalen ansprechen soll.

4.1. Trigger für niederohmige Ansteuerung

Charakteristisch für die nachstehend beschriebenen Schaltungen ist die ausschließliche Verwendung normaler TTL-Gatter als aktive Elemente. Diese Tatsache hat den Vorteil, daß nur wenige zusätzliche Bauelemente benötigt werden, um die gewünschten Eigenschaften zu erhalten. Leider hat dieses Schaltungsprinzip auch einen Nachteil. Solange die Triggeringangsspannung oberhalb der Umschaltspannung des Eingangsgatters liegt, ist der Eingangswiderstand der Triggerschaltung meist relativ hoch. Anders sind die Verhältnisse, wenn sich die Eingangsspannung dem L-Potential nähert und kleine positive Spannungswerte annimmt. Zum Umschalten des Eingangsgatters muß dann bekanntlich aus dem benutzten Gattereingang ein Strom nach Masse abgeleitet werden. Das ist aber nur möglich, wenn der Trigger von ausreichend niederohmigen Quellen angesteuert wird. Diese Bedingung schränkt die Anwendungsmöglichkeiten der nur mit TTL-Gattern aufgebauten Trigger ein.

Bild 4.1 zeigt den Stromlaufplan einer sehr einfachen Triggerschaltung, die besonders dazu benutzt werden kann, die von einem Transformator gelieferte sinusförmige Wechselspannung (z. B. 50 Hz) in eine Rechteckspannung umzuwandeln. Der Trigger besteht aus den zwei hintereinandergeschalteten

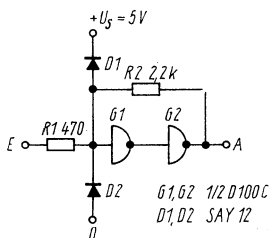


Bild 4.1
Trigger für niederohmige
Ansteuerung

Gattern G1 und G2. Solange die Eingangsspannung negativ oder schwach positiv ist, liegt der Eingang von G1 auf L-Potential. Dadurch führt der Ausgang dieses Gatters H-Pegel, so daß am Ausgang des Triggers L-Potential gemessen werden kann. Steigt die Eingangsspannung nun in positiver Richtung an, so schaltet das Gatter G1 in dem Moment um, in dem die Spannung an seinem Gattereingang gleich der Umschaltspannung von etwa 1,4 V ist. Der Ausgang des Gatters G1 springt deshalb auf L und der Ausgang von G2 auf H. Über den Widerstand R2 gelangt der Spannungssprung des Triggerausgangs auf den Eingang des Gatters G1. Diese positive Rückkopplung unterstützt den Umschaltvorgang, so daß der Trigger sehr schnell umschaltet. Der Trigger kippt dann wieder in die Ausgangslage zurück, wenn die Spannung am Punkt E so klein geworden ist, daß durch den dann aus dem Gattereingang von G1 herausgezogenen Strom dieses Gatter umschaltet. Damit das gesichert ist, sollte die Summe aus dem Generatorwiderstand plus R1 den Wert von $500\ \Omega$ nicht übersteigen, wenn ausschließlich positive Eingangsspannungen den Trigger ansteuern. Kann die Quelle auch negative Spannungen liefern, so ist eine Vergrößerung von R1 zulässig. Allerdings steigt dann auch die Hysterese des Triggers stark an [1]. Vor zu großen negativen und positiven Eingangsspannungen ist der Eingang des Gatters G1 mit den Dioden D2 und D1 geschützt. Diese begrenzen die Spannungen am Gattereingang auf die Extremwerte $+5,7\text{ V}$ und $-0,7\text{ V}$. An dem Musteraufbau des Triggers wurde eine Einschaltspannung von 1,9 V und eine Ausschaltspannung von 0,4 V gemessen. Die für diese Messung benutzte Spannungsquelle hatte einen Innenwiderstand von kleiner als $0,5\ \Omega$.

Eine besonders für die Impulsregenerierung geeignete Trigger-

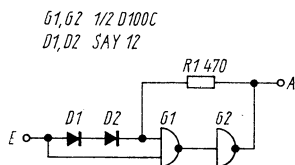


Bild 4.2
Trigger mit fester Hysterese

schaltung ist in Bild 4.2 dargestellt. Solange die Eingangsspannung niedrig ist, liegt der direkt mit dem Eingang E verbundene Gattereingang von G1 auf L-Potential. Dadurch führt der Ausgang von G1 H-Pegel, und am Triggerausgang liegt deshalb L-Potential. Der Triggerausgang ist über den Widerstand R1 mit dem zweiten Gattereingang von G1 verbunden. Steigt die Eingangsspannung in positiver Richtung an, so „liest“ der direkt mit dem Eingang E verbundene Gattereingang von G1 dann H-Potential, wenn die Eingangsspannung größer als die Umschaltspannung des Gatters G1 ist. Dieses schaltet aber noch nicht um, weil der mit R1 verbundene Gattereingang immer noch auf L-Potential liegt. Ermöglicht wird das, wenn der Widerstand R1 nicht wesentlich größer als $500\ \Omega$ ist. Ab einer Eingangsspannung von etwa 1,3 V arbeiten die Dioden D1 und D2 in Durchlaßrichtung. Dadurch steigt dann auch die Spannung an dem mit R1 verbundenen Gattereingang an. Erst wenn auch an diesem die Umschaltspannung erreicht ist, schaltet der Trigger ein. Die Eingangsspannung ist in diesem Moment etwa gleich der Summe aus der Flußspannung der Dioden D1 und D2 plus der Umschaltspannung des Gatters G1. Im Augenblick des Umschaltens springt die Ausgangsspannung des Triggers von L- auf H-Pegel. Diesen Sprung überträgt R1 auf den einen Gattereingang. Die dadurch erreichte positive Rückkopplung gewährleistet ein schnelles Umschalten. Damit der Trigger wieder in seine Ausgangslage zurückschaltet, muß die Spannung an E wieder kleiner werden. Der Eingang des Gatters G1, der mit R1 verbunden ist, liegt auf H-Pegel, so daß die Dioden D1 und D2 sperren, wenn die Spannung am Triggereingang wieder absinkt. Für das Zurückschalten ist also der direkt mit E verbundene Gattereingang von G1 verantwortlich. Wenn an dem Eingang des Triggers eine Spannung liegt, die gleich der Umschaltspannung des Gatters G1 ist, schalten G1 und G2 um. Am Triggerausgang liegt dann wieder L-Potential. Auch bei diesem Arbeitszyklus sichert die positive Rückkopplung mit R1 ein schnelles Umschalten. Charakteristisch für die beschriebene Schaltung ist, daß ihre Hysterese gleich dem Wert der Summe der Flußspannungen von D1 und D2 ist. Für die

Einschaltspannung und die Hysterese gelten nachstehende Näherungen:

$$U_{\text{ein}} = U_{U\ G1} + U_{F\ D1} + U_{F\ D2} \quad (4)$$

$$U_{\text{hys}} = U_{F\ D1} + U_{F\ D2} . \quad (5)$$

Da die typische Flußspannung von Siliziumdioden bei etwa 0,6 V liegt, kann die Hysterese nur ein Vielfaches von 0,6 V sein. Benutzt man Germaniumdioden mit einer typischen Flußspannung von etwa 0,3 V, so ergeben sich zusätzliche Möglichkeiten, wobei auch beide Diodentypen kombiniert werden können.

4.2. Triggerschaltungen mit hochohmigem Eingang

Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Triggern verfügen die nachstehend angegebenen Schaltbeispiele über einen wesentlich höheren Eingangswiderstand. Diese Eigenschaft ist für viele Anwendungszwecke sehr erwünscht, da dadurch die sonst oft notwendigen Impedanzwandler entfallen können. Allerdings müssen zusätzliche Transistoren verwendet werden. Die erzielten Eigenschaften rechtfertigen aber den Mehraufwand. Die Triggerschaltung nach Bild 4.3 ist auch unter der Bezeichnung *Stromtrigger* bekannt, der folgendermaßen arbeitet: Solange die an E liegende Spannung kleiner ist als die Basis-Emitter-Spannung von T1, sperrt dieser Transistor. Dadurch liegt an dem mit dem Kollektor von T1 verbundenen Gattereingang des Gatters G1 H-Pegel, so daß sich der Ausgang des Triggers auf L-Potential befindet. Steigt die Eingangsspannung auf Werte von größer als 0,6 V an, so fließt in die Basis

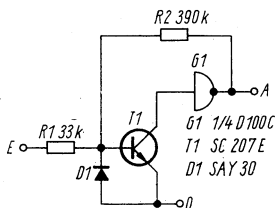


Bild 4.3
Stromtrigger

von T1 ein Basisstrom. Die Umwandlung der Eingangsspannung in einen Eingangsstrom besorgt dabei R1. Als Folge des jetzt fließenden Basisstroms bewegt sich die Spannung am Kollektor von T1 in Richtung L-Pegel. In dem Moment, in dem die Kollektorspannung gleich der Umschaltspannung des als Inverter betriebenen Gatters ist, steigt dessen Ausgangsspannung in positiver Richtung an. Diesen Spannungsanstieg wandelt nun der Widerstand R2 in einen Strom um, der ebenfalls in die Basis von T1 fließt. Der zusätzliche Strom bewirkt, daß T1 schneller gesättigt wird, so daß mit der damit erreichten positiven Rückkopplung der Trigger schnell einschaltet. Verringert man die Eingangsspannung wieder, so laufen die beschriebenen Vorgänge in der umgekehrten Reihenfolge ab. Der besondere Vorteil dieses Triggers ist sein relativ großer Eingangswiderstand, den maßgeblich der Widerstand R1 bestimmt. Die Diode D1 schützt die Basis-Emitter-Strecke von T1 vor einer zu großen negativen Sperrspannung und bewirkt gleichzeitig, daß der Eingangswiderstand des Triggers bei negativer und positiver Eingangsspannung etwa gleich ist. Soll der Trigger für hohe Frequenzen benutzt werden, so sind die Widerstände R1 und R2 niederohmig zu dimensionieren. Außerdem muß man für T1 einen schnellen Schalttransistor mit geringer Speicherzeit verwenden. Die Berechnung der Einschaltspannung und der Hysterese ist mit den nachstehenden genäherten Beziehungen leicht möglich. Es ist eine gute Übereinstimmung der Meß- mit den Rechenwerten festzustellen:

$$U_{\text{ein}} = R1 \cdot \left(\frac{I_{\text{IL G1}}}{B_{\text{T1}}} + \frac{U_{\text{BE T1}} - U_{\text{OL G1}}}{R2} \right), \quad (6)$$

$$U_{\text{hys}} = \frac{R1}{R2} \cdot (U_{\text{OH G1}} - U_{\text{OL G1}}). \quad (7)$$

An dem Trigger entsprechend Bild 4.3 wurde eine Einschaltspannung von 0,8 V und eine Ausschaltspannung von 0,45 V gemessen.

Das Bild 4.4 zeigt eine weitere Variante für einen Trigger mit hochohmigem Eingangswiderstand. Diese Schaltung erinnert stark an den *Schmitt*-Trigger mit diskreten Transistoren. So-

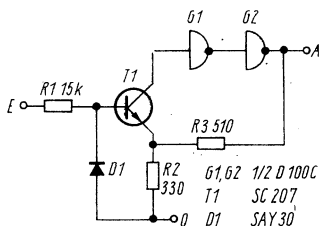


Bild 4.4
Trigger mit hochohmigem
Eingangswiderstand

lange die Eingangsspannung kleiner ist als die Einschaltspannung des Triggers, sperrt T1. Dadurch liegt der Eingang des Gatters G1 auf H-Potential, so daß der Triggerausgang ebenfalls diesen Pegel eingenommen hat. Vom Ausgang des Triggers ist nach Masse ein Spannungsteiler aus den Widerständen R2 und R3 geschaltet, deren Verbindungspunkt man mit dem Emitter des Eingangstransistors verbindet. Solange die Eingangsspannung positiver als $-0,6$ V, aber kleiner als die Einschaltspannung des Triggers ist, sperren sowohl die Diode D1 als auch die Basis-Emitter-Strecke von T1. Die dabei in den Eingang fließenden Ströme sind sehr klein, so daß der Eingangswiderstand entsprechend hoch ist. Bei einer Eingangsspannung, die gleich der Summe aus der Basis-Emitter-Spannung von T1 plus des über R2 abfallenden Bruchteils der Triggerausgangsspannung ist, beginnt T1 zu leiten. Sein Kollektorpotential bewegt sich dann von hoher positiver Spannung in Richtung L-Pegel. In dem Augenblick, in dem die Kollektorspannung gleich der Umschaltspannung des Gatters G1 ist, schalten die beiden Gatter G1 und G2 um. Dadurch sinkt die Ausgangsspannung des Triggers schnell ab, und der Spannungsabfall über dem Widerstand R2 wird nahezu 0. Das führt aber, da ja die Eingangsspannung weiter anliegt, zu einer beschleunigten Sättigung von T1. Der Teiler R2, R3 bewirkt also die bei allen Triggerschaltungen notwendige positive Rückkopplung, die ein schnelles Umschalten ermöglicht. Nachdem der Trigger eingeschaltet hat, kann er nur in diesem Zustand gehalten werden, wenn T1 ständig einen so großen Basisstrom erhält, daß er in der Nähe der Sättigung arbeitet. Diese Tatsache bedeutet aber, daß der Eingangswiderstand im

eingeschalteten Zustand nicht mehr so groß sein kann, wie das im ausgeschalteten Betriebsfall war. Die Steuerspannungsquelle muß nämlich den schon oben genannten minimalen Basisstrom liefern können. Es ist deshalb nützlich, wenn in den Fällen, in denen man einen großen Eingangswiderstand wünscht, für T1 ein Exemplar mit großer Stromverstärkung einsetzt. Dann kann R1 hochohmiger sein, ohne daß die über ihn im Einschaltmoment abfallende Spannung zu groß wird.

Da bei gesättigtem Transistor T1 der Gattereingang von G1 nicht direkt, sondern über R2 an Masse liegt, sind für diesen Widerstand nur Werte von kleiner als $390\ \Omega$ möglich. Weiter ist zu beachten, daß der Spannungsabfall über R2 nicht größer als etwa 1 V sein sollte, wenn der Trigger ausgeschaltet hat. Es kann bei größeren Werten sonst nicht gesichert werden, besonders wenn T1 eine hohe Sättigungsspannung hat, daß die Kollektorspannung von T1 unterhalb des Umschaltpunktes von G1 absinkt. Um eine zu große Belastung des Gatters G2 zu vermeiden, sollte der Gesamtwiderstand des Teilers mit R2 und R3 den Wert $750\ \Omega$ nicht unterschreiten. Die Berechnung der Ein- und der Ausschaltspannung des Triggers ist mit den nachstehenden Näherungen [6] möglich:

$$U_{\text{ein}} = U_{\text{BE T1}} + \frac{U_{\text{OH G2}} \cdot R2}{R2 + R3 + 130\ \Omega}, \quad (8)$$

$$U_{\text{aus}} = U_{\text{BE T1}} + \frac{(U_s - 0,9\ \text{V}) \cdot R2 // R3 \cdot R3}{R2 // R3 \cdot R3 + 4000\ \Omega} \quad (9)$$

An der Schaltung entsprechend Bild 4.4 sind $U_{\text{ein}} = 1,8\ \text{V}$ und $U_{\text{aus}} = 0,95\ \text{V}$ gemessen worden.

5. Bistabile Multivibratoren

Bistabile Multivibratoren sind Kippschaltungen, die über zwei stabile Zustände verfügen. Diese Kippschaltungen, auch *Flip-Flops* genannt, können leicht mit TTL-Gattern realisiert werden. Einfache bistabile Multivibratoren, die nur über Stell- und Rückstelleingänge verfügen, dienen besonders zur Speicherung von Signalen. Mit wenigen zusätzlichen diskreten Bauelementen kann man aber einen einfachen bistabilen Multivibrator in einen durch Impulsflanken triggerbaren Flip-Flop umwandeln. Dieser *flankengetriggerte Flip-Flop* ist sehr universell verwendbar. Er kann zunächst als einfacher Binärteiler benutzt werden. Durch Hintereinanderschalten mehrerer flankengetriggerten Flip-Flops sind Teilverhältnisse von $2^1:1$, $2^2:1$, $2^3:1$, ... $2^n:1$ möglich, wobei n die Zahl der benutzten Multivibratoren ist. Es besteht aber auch die Möglichkeit, den flankengetriggerten Flip-Flop mit weiteren Trigger-eingängen zu versehen. Mit solchen Flip-Flops können dann durch Anwendung von sogenannten Rückführungen Frequenzteiler oder Impulzzähler mit beliebigem Teilverhältnis bzw. Zählumfang verwirklicht werden.

5.1. Das RS-Flip-Flop

Das einfachste mit TTL-Gattern realisierbare Flip-Flop ist das sogenannte *RS-Flip-Flop*, dessen Grundform die Schaltung nach Bild 5.1 zeigt. Der hier dargestellte bistabile Multivibrator besteht aus zwei Gattern, deren Ausgänge jeweils mit einem Eingang des anderen Gatters verbunden sind. Die beiden noch freien Gattereingänge bezeichnet man mit S (*set* = setzen) und R (*reset* = zurücksetzen). Das Flip-Flop hat die beiden Ausgänge Q und $\overline{Q}$, deren Signale im Normalfall zueinander komplementär sind. Wenn also der Ausgang Q auf H-Pegel

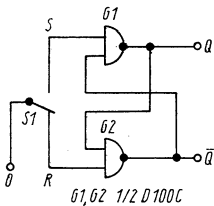


Bild 5.1 RS-Flip-Flop

liegt, führt der Ausgang $\bar{Q}$ L-Potential bzw. umgekehrt. Die Funktionsweise des RS-Flip-Flops ist leicht zu beschreiben, wobei angenommen werden soll, daß sich die Eingänge R und S auf H-Potential befinden. Unter der Annahme, daß nach dem Anlegen der Speisespannung der Ausgang Q auf L-Pegel liegt, muß sich der Ausgang $\bar{Q}$ des Gatters G2 auf H-Potential befinden, weil der Eingang des Gatters G2, der mit dem Ausgang von G1 verbunden ist, L-Potential hat. Wenn aber der Ausgang des Gatters G2 H-Potential besitzt, liegen beide Eingänge des Gatters G1 auf diesem Pegel, so daß sich der Ausgang Q in der zu Beginn angenommenen Lage befindet. Die Eingänge R und S stellen das Flip-Flop. Liegt der Eingang S auf L-Potential, so nimmt der Ausgang Q H-Pegel ein. L-Potential am Eingang R bewirkt, daß der Ausgang Q ebenfalls auf L-Pegel gestellt wird. Welchen Ausgangszustand das RS-Flip-Flop in Abhängigkeit von den möglichen Signalkombinationen an den Eingängen R und S einnimmt, zeigt die Zustandstabelle 5.1. Aus dieser geht hervor, daß bei einem gleichzeitigen Potentialwechsel beider Eingänge von L- auf H-Pegel das RS-Flip-Flop eine vorher nicht bestimmbare Lage einnimmt. Diese Betriebsweise ist deshalb unzulässig, da sie zu Störungen führen kann.

Außer als Speicher ist das RS-Flip-Flop besonders zur Unterdrückung von Kontaktprellungen geeignet. Bei der Eingabe von logischen Werten in eine Digitalschaltung mittels mechanischer Kontakte kann die Schaltung ohne besondere Maßnahmen nicht unterscheiden, ob die durch Prellung der Kontakte erzeugten Mehrfachimpulse gewollt sind oder nicht. Diese Tatsache führt besonders dann zu Fehlschaltungen, wenn die

	Ausgangszustand.
$S R$	$Q \bar{Q}$
$L L$	$H H$
$L H$	$H L$
$H L$	$L H$
$H H$	keine Änderung

Tabelle 5.1
Zustandstabelle des RS-Flip-Flops

gesteuerte Schaltung Flip-Flops enthält, z. B. Digitaluhren und elektronische Rechner. Man muß deshalb dafür sorgen, daß eine geeignete Schaltungsanordnung die Kontaktprellungen unterdrückt. Für diese Aufgabe ist das RS-Flip-Flop nach Bild 5.1 besonders gut geeignet. Wie in diesem Bild wiedergegeben, erfolgt das Stellen des Flip-Flops mit dem Umschalter S1, dessen Mittenkontakt an Massepotential liegt. Der Umschalter kann auch eine Taste sein, die nach Betätigung wieder ihre Ruhelage einnimmt. Die einzugebenden Werte können z. B. am Ausgang Q abgenommen werden, der immer, dann H-Pegel hat, wenn sich die Taste oder der Umschalter im eingeschalteten Zustand befindet. Das RS-Flip-Flop schaltet sofort um, wenn der mechanische Kontakt den Eingang S erstmalig an Masse, also L-Pegel, legt. Nachfolgende Kontaktprellungen können das Flip-Flop nicht zurückschalten, weil das erst dann erfolgt, wenn S1 den Eingang R auf L-Pegel schaltet. Dadurch erfolgt eine sehr wirkungsvolle Unterdrückung der schädlichen Prellimpulse.

5.2. Das getaktete RS-Flip-Flop und das D-Flip-Flop

Wenn innerhalb einer Digitalschaltung bestimmte logische Zustände für eine gewisse Zeit gespeichert werden sollen, so ist dafür das einfache RS-Flip-Flop weniger geeignet. Es sind einige Erweiterungen erforderlich, die es ermöglichen, die zu speichernden logischen Zustände dann in das Flip-Flop einzugeben, wenn ein bestimmtes Taktsignal an einem Takteingang anliegt. Zu Beginn des Taktimpulses speichert das RS-Flip-Flop die eingegebenen Werte so lange, bis ein erneuter Taktimpuls die dann möglicherweise geänderten Eingangswerte in das Flip-Flop einschreibt. Schaltungen dieser Art benötigt man

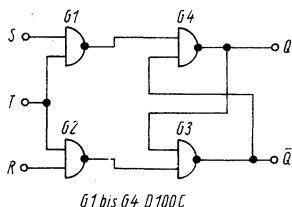


Bild 5.2
Getaktetes RS-Flip-Flop

z. B. in Digitalzählern als Zwischenspeicher. Diese erhalten immer dann ihre neue Information, wenn der eigentliche Zähler seine Messung beendet hat. Das Umspeichern erfolgt erst nach dem Abschluß der folgenden Messung, so daß eine weitgehend ruhige Anzeige erreicht wird.

Für solche und ähnlich gelagerte Aufgaben sind das *getaktete RS-Flip-Flop* und das *D-Flip-Flop* geeignet. Das in Bild 5.2 dargestellte getaktete RS-Flip-Flop unterscheidet sich von dem einfachen RS-Flip-Flop durch den Takteingang T. Solange dieser Eingang L-Pegel besitzt, liegen die beiden Gatter G1 und G2 an ihren Ausgängen auf H-Potential. Dadurch ist das zum Speichern benutzte RS-Flip-Flop aus den Gattern G3 und G4 von den Eingängen abgetrennt. Eine Änderung der Signale an den R- und S-Eingängen kann also nicht auf die Ausgänge Q und $\bar{Q}$ übertragen werden. Das ist erst möglich, wenn an dem Takteingang ein H-Pegel führender Taktimpuls anliegt. Die Signale, die sich jetzt an den Eingängen R und S befinden, können nun das Flip-Flop aus den Gattern G3 und G4 stellen. Wechseln die Signale ihre logischen Werte während der Taktimpulsdauer, so ändert sich auch die Stellung des RS-Flip-Flops entsprechend. Gespeichert wird deshalb der Eingangszustand, der am Ende des Taktimpulses liegt. Die

Ausgangszustand nach dem Takt	
S R	Q $\bar{Q}$
L L	keine Änderung
L H	L H
H L	H L
H H	H H

Tabelle 5.2
Zustandstabelle des getakteten
RS-Flip-Flops

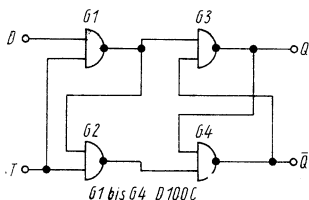


Bild 5.3
D-Flip-Flop

Zustandstabelle 5.2 gibt Auskunft darüber, welchen Ausgangszustand das getaktete RS-Flip-Flop nach dem Taktimpuls einnimmt, wenn an den Eingängen R und S die vier möglichen Signalkombinationen anliegen. Ähnlich wie bei dem ungetakteten RS-Flip-Flop sollte die Eingangsinformation $R = H$ und $S = H$ vermieden werden, weil hier die Lage des Speichers nach dem Ende des Taktimpulses nicht definiert ist. Für den Aufbau von Zwischenspeichern in digitalen Meßgeräten ist das sogenannte D-Flip-Flop nach Bild 5.3 sehr geeignet. Dieses ebenfalls getaktet betriebene Flip-Flop verfügt im Gegensatz zu dem getakteten RS-Flip-Flop über nur einen Eingang, so daß zwischen Speicher und Zähler oder auch anderen logischen Einheiten entsprechend weniger Leitungen notwendig sind. Die am Eingang D liegenden Informationen speichert das D-Flip-Flop immer dann, wenn der Takteingang H-Pegel führt. Die Daten werden von dem RS-Flip-Flop aus den Gattern G3 und G4 so übernommen, daß an dem Ausgang Q immer das Signal gespeichert anliegt, das der Eingang D zu dem Zeitpunkt hatte, als der Taktimpuls endete. Das Gatter G2 stellt die zum richtigen Einspeichern erforderlichen komplementären Signale an den Stelleingängen der Gatter G3 und G4 bereit. Die Tabelle 5.3 gibt die Zustandstabelle des D-Flip-Flops wieder. Da nur ein Eingang vorhanden ist,

	Ausgangszustand nach dem Takt	
D	Q	$\bar{Q}$
L	L	H
H	H	L

Tabelle 5.3
Zustandstabelle des D-Flip-Flops

können undefinierte Ausgangszustände bei dem D-Flip-Flop nicht auftreten.

5.3. Das flankengetriggerte Flip-Flop

Das für den Amateur wohl interessanteste Flip-Flop aus TTL-Gattern ist das nachstehend beschriebene *flankengetriggerte Flip-Flop* nach Bild 5.4. Mit diesem Flip-Flop können Frequenzteiler und Impulszähler mit beliebigem Teilerfaktor bzw. Zählumfang verwirklicht werden. In seiner einfachsten Ausführung verfügt das flankengetriggerte Flip-Flop nur über einen mit T bezeichneten Takteingang. Das Flip-Flop wechselt bei jeder von H- nach L-Pegel gehenden Taktflanke seinen Ausgangszustand. Eine am Takteingang anliegende Impulsfrequenz teilt das Flip-Flop deshalb im Verhältnis 1:2.

Das flankengetriggerte Flip-Flop besteht grundsätzlich aus einem einfachen RS-Flip-Flop. Die sonst mit R und S bezeichneten Eingänge sind allerdings so mit diskreten Bauelementen beschaltet, daß die oben beschriebene Wirkung erreicht wird. Zur eigentlichen Triggerung dienen die Kondensatoren C1 und C2, die von dem Takteingang an die sonst mit R bzw. S bezeichneten Triggereingänge des Flip-Flops führen. Weiterhin sind diese Eingänge über die Widerstände R1 und R2 mit den Ausgängen der entsprechenden Gatter verbunden. R1 und R2 sind aber so hochohmig, daß sie den Kippvorgang

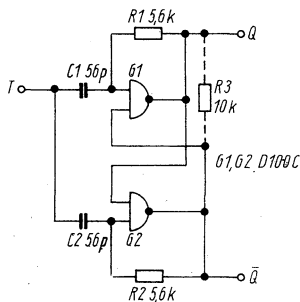


Bild 5.4
Flankengetriggertes Flip-Flop

des RS-Flip-Flops aus den Gattern G1 und G2 nicht direkt beeinflussen können. Vielmehr benutzt man diese Widerstände zur Vorbereitung dafür, wie das flankengetriggerte Flip-Flop bei der nächsten von H- nach L-Pegel gehenden Taktflanke schalten soll. Die Größe von R1 bzw. R2 ist nicht kritisch. Es sind Werte zwischen 4,7 k Ω und 47 k Ω verwendbar. Soll eine hohe Zählfrequenz erreicht werden, so ist ein niedriger Wert innerhalb des angegebenen Bereichs zu wählen. Die Kondensatoren C1 und C2 können Werte zwischen 27 pF bis 120 pF haben, wobei aber Voraussetzung ist, daß das flankengetriggerte Flip-Flop mit Impulsen großer Flankensteilheit angesteuert wird. Deshalb ist gegebenenfalls vor das erste Flip-Flop einer Zählkette ein geeigneter Impulsformer zu schalten.

Zur Beschreibung des Kippvorgangs bei dem flankengetriggerten Flip-Flop soll angenommen werden, daß der Ausgang Q L-Pegel und demzufolge der Ausgang $\bar{Q}$ H-Pegel hat. Der Takteingang soll sich ebenfalls auf H-Potential befinden. Innerhalb dieses Zustands liegt an dem Triggereingang des Gatters G1 eine Spannung, die kleiner als der normale H-Pegel, aber größer als die Umschaltspannung des Gatters ist, so daß dieser Eingang praktisch H-Pegel führt. Deshalb lädt sich der Kondensator C1 über R1 auf eine Spannung auf, die gleich der Differenz von Spannungspegel am Takteingang T minus der am Triggereingang von G1 liegenden Spannung ist. Der genaue Wert hängt von der Größe des Widerstands R1 ab. C2 ist dagegen nicht geladen, weil seine beiden Beläge auf H-Pegel liegen. Springt jetzt der Pegel am Takteingang von H- auf L-Potential, so übertragen C1 und C2 diesen Spannungssprung auf die Triggereingänge der Gatter G1 und G2. Wie schon erwähnt, ist Voraussetzung dafür eine genügend große Flankensteilheit des Taktimpulses bzw. ausreichend große Kapazitäten für C1 und C2. Nach der Taktflanke von H- nach L-Pegel ist die Spannung am Triggereingang des Gatters G2 leicht positiv, da C2 nicht geladen war. Anders sind dagegen die Verhältnisse am Triggereingang des Gatters G1. Da C1 geladen war, liegt an diesem Eingang für kurze Zeit eine negative Spannung, die bewirkt, daß das Gatter G1 an seinem Ausgang von L- auf H-Pegel umschaltet. Inzwischen ist aber

die Spannung am Triggereingang von G2 auf Werte größer als die Umschaltspannung angestiegen, so daß auch dieses Gatter seine Ausgangslage wechselt, da wegen der Umschaltung von G1 beide Eingänge des Gatters G2 auf H-Potential liegen. Dieser Zustand des flankengetriggerten Flip-Flops bleibt auch nach dem Abklingen des Taktimpulses erhalten. Innerhalb des nächsten Taktimpulses lädt sich dann der Kondensator C2 auf, so daß mit der anschließenden negativen Taktflanke das Flip-Flop in die zu Beginn angenommene Lage zurückkehrt.

Das Ergebnis der beschriebenen Arbeitsweise sind Impulsformen, wie sie die Oszillogrammaufnahme in Bild 5.5 zeigt. Eine am Takteingang liegende Impulsfrequenz teilt das flankengetriggerte Flip-Flop durch den Faktor 2. Bemerkenswert ist die auf dem Dach der Ausgangsimpulse festzustellende Spitze. Diese entsteht durch folgenden Effekt: Befindet sich z. B. der Ausgang Q des Flip-Flops auf H-Pegel und der Takteingang auf L-Pegel, so lädt sich der zum Triggern benutzte Kondensator C1 auf eine positive Spannung auf. In dem Augenblick, in dem nun der Takt von L-Potential nach H-Potential springt, liegt an dem Triggereingang von G1 eine Spannung, die gleich der Summe aus der am Takteingang liegenden positiven Taktimpulsspannung plus der Spannung, auf die C1 aufgeladen wurde, ist. Praktisch wurden Werte von maximal 6 V gemessen. Diese Spannung überträgt R1 auch auf den Ausgang. Wenn der Gatterausgang nicht belastet ist, sperren aber dadurch die Diode D1 und der Transistor T3 des Gatters G1 (siehe Bild 2.1), so daß die erwähnte Spitze entsteht. Man kann

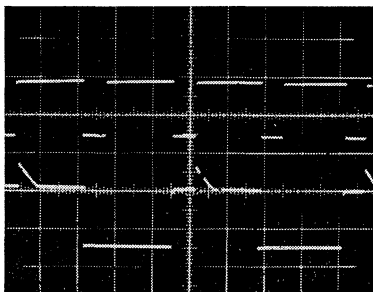


Bild 5.5
Oszillogramme zu
Bild 5.4.
Oben: Taktimpulse
an T; unten:
Ausgangsimpulse
an Q

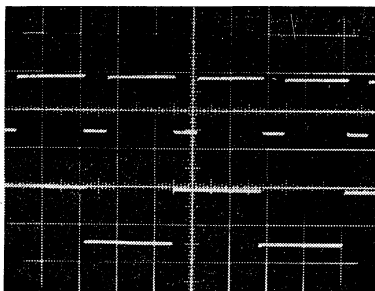


Bild 5.6
Oszillogramme zu
Bild 5.4.
Oben: Taktimpulse
an T; unten:
Ausgangsimpulse
an Q
(R3 ist für diese Auf-
nahme verwendet
worden)

sie mit einem Widerstand von etwa 10 k Ω , der zwischen Gatterausgang und Masse geschaltet ist, unterdrücken. Die Gatterausgangsspannung übersteigt dann den normalen H-Pegel nicht. Entsprechend Bild 5.4 reicht für diesen Zweck auch ein Widerstand R3 aus, der abwechselnd für beide Gatter wirkt.

Die Oszillogrammaufnahme in Bild 5.6 zeigt die Impulsformen des flankengetriggerten Flip-Flops, wenn R3 benutzt wird. Die maximale Taktfrequenz, mit der das beschriebene flankengetriggerte Flip-Flop betrieben werden kann, hängt von der Dimensionierung der Bauelemente R1, R2, C1 und C2 ab. Die angegebene Schaltung verarbeitete Taktfrequenzen bis zu 6 MHz.

Abschließend noch einige wichtige Bemerkungen: Wie bei der Beschreibung mehrfach angegeben, treten bei der Ansteuerung flankengetriggerten Flip-Flops an den Gattereingängen negative und auch positive Überspannungen auf. Deren Energiegehalt ist aber wegen der sehr kleinen Triggerkondensatoren nur gering, so daß die Schaltkreise nicht unzulässig belastet werden. Schaltkreisausfälle, die ihre Ursache in dieser Betriebsweise haben, konnte der Autor bisher nicht beobachten.

6. Monostabile Multivibratoren

Im Gegensatz zu den in Abschnitt 5. beschriebenen bistabilen Multivibratoren haben die jetzt zu behandelnden *monostabilen Multivibratoren* (auch Monovibratoren genannt) nur einen stabilen Zustand, auch Ruhelage genannt. Ein geeigneter Triggerimpuls kippt den monostabilen Multivibrator in dessen astabile Lage, deren Zeitdauer, auch *Haltezeit* genannt, die Schaltungszeitkonstante bestimmt. Nach Ablauf der Haltezeit kehrt der monostabile Multivibrator von selbst wieder in seine Ruhelage zurück. Es ist dann zumeist eine Erholzeit zum Umladen des zeitbestimmenden Kondensators notwendig, nach deren Ablauf der Monovibrator erneut getriggert werden kann. Die Triggerimpulsdauer braucht im allgemeinen nur so lang zu sein, wie die Auslösung des Kippvorgangs dauert. Monostabile Multivibratoren verwendet man zur Impulsregenerierung, Impulsverlängerung, Impulsverkürzung, in Frequenzteilern, Zeitablaufsteuerungen usw.

Prinzipiell können monostabile Multivibratoren aufgebaut werden, die als aktive Elemente ausschließlich Gatter benutzen. Wegen des recht niederohmigen Eingangswiderstands der TTL-Gatter sind aber lange Zeiten nur mit sehr großen und deshalb unhandlichen Kondensatoren zu verwirklichen. Es ist deshalb vorteilhaft, zusätzlich Transistoren zu benutzen. Dadurch verkleinern sich nicht nur die zeitbestimmenden Kondensatoren, sondern es ist auch eine größere Stabilität der eingestellten Haltezeit erreichbar.

6.1. Monostabiler Multivibrator mit TTL-Gattern

Für monostabile Multivibratoren, die nur eine relativ kurze Haltezeit haben, an deren Genauigkeit man keine zu großen Anforderungen stellt, kann die Schaltung nach Bild 6.1 benutzt werden. Für monostabile Multivibratoren werden als

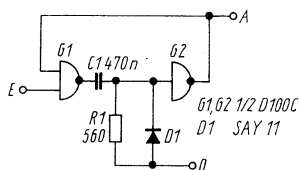


Bild 6.1
Monostabiler Multivibrator
mit TTL-Gattern

aktive Elemente ausschließlich TTL-Gatter verwendet, so daß nur wenige zusätzliche Bauteile notwendig sind.

Im Ruhezustand liegt der Eingang E auf H-Potential. Der Widerstand R1, der den Eingang des zweiten Gatters an Masse legt, ist so niederohmig, daß der Ausgang des Gatters G2 H-Pegel hat. Dadurch liegen aber beide Eingänge des Gatters G1 auf H-Potential, so daß der Ausgang von G1 L-Pegel führt. Der Kondensator C1 ist innerhalb dieses Schaltzustands nur wenig geladen, da sich seine beiden Beläge auf etwa L-Pegel befinden. Getriggert wird der gezeigte monostabile Multivibrator dadurch, daß der Eingang E kurzzeitig L-Pegel erhält. Der Triggerimpuls muß kürzer als die eingestellte Haltezeit sein. Nach dem Triggern springt der Ausgang von G1 auf H-Pegel. Diesen Potentialsprung überträgt der Kondensator C1 mit voller Amplitude auf den Eingang des Gatters G2, das deshalb umschaltet. Da dann der Ausgang von G2 L-Pegel einnimmt, bleibt die Schaltung auch nach dem Ende des Triggerimpulses in diesem Zustand. Der Kondensator C1 lädt sich nun über den Widerstand R1 auf. Dadurch sinkt die anfänglich hohe positive Spannung am Eingang des Gatters G2 ab. In dem Augenblick, in dem die Spannung über R1 etwa gleich der Umschaltspannung des Gatters G2 ist, schaltet dieses um, und an seinem Ausgang liegt dann wieder H-Potential. Dadurch kehrt aber auch das Gatter G1 in die Ruhelage zurück. Der dabei am Ausgang G1 auftretende, negativ gerichtete Spannungssprung wirkt als positive Rückkopplung, so daß der monostabile Multivibrator schnell zurückschaltet. Am Ende der Haltezeit liegt der Kondensator C1 wieder parallel zu dem Eingang des Gatters G2. Die Spannung, auf die er bis zu dem Zeitpunkt des Zurückklippens aufgeladen wurde, ist jetzt so gepolt, daß am Eingang des Gatters G2 eine negative Spannung anliegt. Diese

begrenzt D1 auf maximal 0,7 V. Der Kondensator wird nun über D1 und R1, sowie zum Teil auch durch den in den Eingang des Gatters G2 fließenden Strom entladen. Danach kann die Schaltung erneut getriggert werden. Für die Impulsdauer des beschriebenen monostabilen Multivibrators gilt die folgende Näherungsgleichung:

$$t = 0,75 \dots 1 \cdot R1 \cdot C1. \quad (10)$$

Beachte, daß R1 nicht beliebig niederohmig sein darf, weil sonst die Ausgangsbelastung von G1 stark ansteigt! Als untere Grenze kann man für R1 100 Ω verwenden. Damit aber im Ruhezustand der monostabile Multivibrator am Ausgang A sicher H-Pegel führt, darf R1 den oberen Grenzwert von etwa 680 Ω nicht wesentlich überschreiten. Für den Wert des Kondensators C1 sind keine Einschränkungen notwendig.

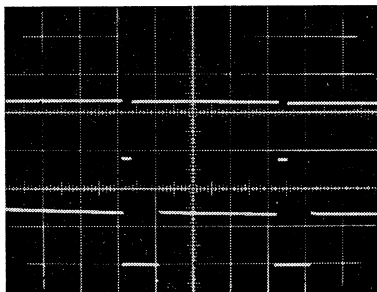


Bild 6.2
Oszillogramme zu
Bild 6.1.
Oben: Trigger-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

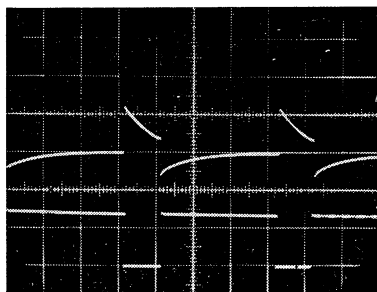


Bild 6.3
Oszillogramme zu
Bild 6.1.
Oben: Spannungs-
verlauf am Eingang
des Gatters G2;
unten: Ausgangs-
impulse an A

Eine Änderung der Speisespannung beeinflusst die Umschaltspannung des Gatters G2 nur wenig. Deshalb ist die Impulsdauer des beschriebenen monostabilen Multivibrators relativ stark von der Speisespannung abhängig. Die Abweichung beträgt bis zu 30 %/V. In Bild 6.2 und Bild 6.3 findet man die wichtigsten Oszillogramme zu der Schaltung nach Bild 6.1, bei der eine Haltezeit von 0,3 ms gemessen werden konnte.

6.2. Monostabile Schaltung zur Erzeugung sehr kurzer Impulse

Die Schaltung nach Bild 6.4 erzeugt sehr schmale Nadelimpulse. Diese haben eine Breite von nur wenigen 10 ns und sind stark oberwellenhaltig. Solche Impulse eignen sich deshalb besonders für Eichpunktgeber. Zur Erzeugung der genannten Impulse nutzt man die Signallaufzeit der TTL-Gatter aus. Im Ruhezustand befindet sich der Eingang E auf L-Potential. Dadurch liegt der Ausgang des Gatters G3 auf H-Pegel.

Wegen der direkten Verbindung eines Eingangs des Gatters G4 mit E hat der Ausgang der Schaltung H-Potential. Die positive Flanke eines Eingangsimpulses schaltet nun, da dann beide Eingänge von G4 H-Pegel führen, sofort den Ausgang des Gatters G4 auf L-Potential um. Gleichzeitig durchläuft das Eingangssignal die Gatter G1 bis G3, wobei es entsprechend verzögert wird. Schließlich schaltet der Ausgang des Gatters G3 von H- auf L-Pegel um, so daß dadurch auch der Ausgang von G4 wieder auf H-Potential zurückschaltet. Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind die in Bild 6.5 dargestellten Impulse. Die Impulsbreite der Ausgangsimpulse läßt sich aus der Summe der Verzögerungszeiten der Gatter G1 bis G3 ermitteln.

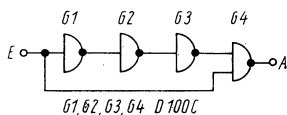


Bild 6.4
Stromlaufplan einer
monostabilen Schaltung zur
Erzeugung sehr kurzer
Impulse

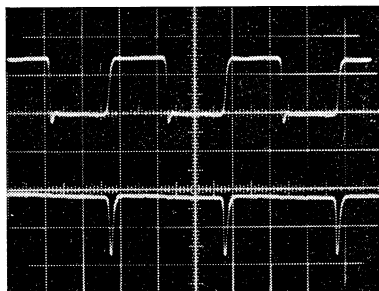


Bild 6.5
Oszillogramme zu
Bild 6.4.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

Es gilt die Gleichung:

$$t = n \cdot 0,5 \cdot (t_{DHL} + t_{DLH}) . \quad (11)$$

In Gl. (11) steht n für die Zahl der benutzten Gatter (außer G4). Auf Grund der beschriebenen Wirkungsweise darf n nur ungerade sein. Die wirkliche Impulsdauer kann von dem mit Gl. (11) errechneten Wert um -30% bis $+100\%$ abweichen, da mit einer entsprechenden Streuung der Signallaufzeit der einzelnen Gatter gerechnet werden muß. Zusätzliche Möglichkeiten, den Ausgangsimpuls zu verlängern, ergeben sich dadurch, daß von einem oder auch mehreren Ausgängen der zur Signalverzögerung benutzten Gatter kleine Kondensatoren (maximal 1 nF) nach Masse geschaltet werden. Ohne solche Kondensatoren betrug die Impulsbreite der in Bild 6.4 vorgestellten Schaltung 35 ns .

6.3. Monostabiler Multivibrator mit zusätzlichem pnp-Transistor

Sollen die Eigenschaften eines monostabilen Multivibrators möglichst weitgehend unabhängig von den TTL-Gattern sein, so ist ein zusätzlicher Transistor zweckmäßig, an dessen Basis der Impulsdauerbestimmende Zeitkreis wirkt. In der Schaltung nach Bild 6.6 wird für diesen Zweck ein pnp-Transistor verwendet.

Im Ruhezustand ist der Transistor T1 gesättigt. An seinem

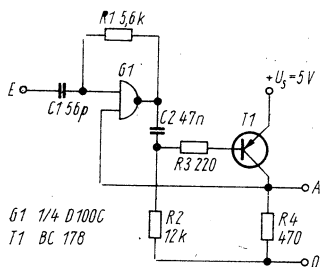


Bild 6.6
 Monostabiler Multivibrator
 mit zusätzlichem pnp-Transistor

Kollektor steht nahezu die volle Speisespannung. Der mit dem Kollektor von T1 verbundene Gattereingang des Gatters G1 hat deshalb H-Potential. Zur Triggerung der Schaltung wird der zweite Gattereingang benutzt. Dieser ist über den Widerstand R1 mit dem Ausgang von G1 verbunden. R1 ist so hochohmig, daß der mit ihm verbundene Gattereingang unabhängig von dem Ausgangszustand des Gatters G1 in etwa H-Pegel führt. Da dadurch beide Eingänge des Gatters G1 im Ruhezustand H-Potential führen, befindet sich der Gatterausgang auf L-Pegel. Der Kondensator C2 ist deshalb aufgeladen. Die negativ gerichtete Flanke eines Triggerimpulses differenziert der Kondensator C1. Dadurch erhält der Triggereingang von G1 kurzzeitig L-Pegel, so daß dieses Gatter umschaltet. Der geladene Kondensator C2 liegt nun parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T1. Die Spannung des Kondensators C ist so gepolt, daß T1 in den gesperrten Zustand übergeht. Deshalb sinkt die Kollektorspannung von T1 ab, so daß der mit dem Kollektor verbundene Gattereingang von G1 L-Potential „liest“. Dadurch bleibt die Schaltung auch in dieser Lage, wenn der Triggerimpuls abgeklungen ist. Das ist aber nur möglich, wenn R4 kleiner als $680\ \Omega$ ist. Der Kondensator C2 wird nun über den Widerstand R2 umgeladen. Dieser Umladezyklus dauert so lange an, bis die Spannung an der Basis von T1 gegenüber dessen Emitter von zunächst hohen positiven Werten auf Null absinkt, um dann bis auf die Basis-Emitter-Spannung von T1 anzusteigen. In dem Moment, in dem die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1 erreicht wird, beginnt dieser zu leiten, und sein Kollektor geht auf H-Potential. Da-

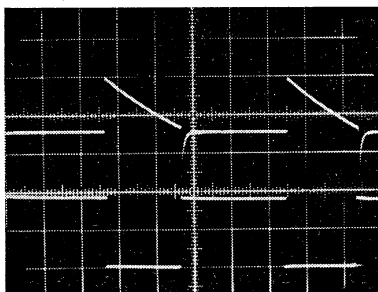


Bild 6.7
Oszillogramme zu
Bild 6.6.
Oben: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R2 und R3; unten:
Ausgangsimpulse
an A

durch schaltet das Gatter G1 um und der monostabile Multivibrator kehrt in seine stabile Lage zurück. Anschließend lädt sich C2 wieder auf. Bild 6.7 zeigt den beschriebenen Spannungsverlauf. Der Widerstand R3 begrenzt den maximalen Aufladestrom auf Werte, die für den Gatterausgang von G1 und die Basis-Emitter-Strecke von T1 zulässig sind. Da trotzdem R3 recht niederohmig sein kann, ist die Erholzeit der Schaltung entsprechend kurz. Die Kippdauer des beschriebenen monostabilen Multivibrators kann mit der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$t = R2 \cdot C2 \cdot \ln \frac{U_S + U_{OH \text{ G1}} - U_{BE \text{ T1}} - U_{OL \text{ G1}}}{U_S - U_{BE \text{ T1}}} \quad (12)$$

Bei Anwendung der Näherungen des Abschnitts 1.2. ergibt sich:

$$t = R2 \cdot C2 \cdot 0,61 \quad (13)$$

Soll an dem Ausgang der Schaltung ein weiterer Gattereingang angeschlossen werden, so ist das bei der Festlegung des Wertes für R4 zu beachten. Dieser darf dann den oberen Grenzwert von 330Ω nicht wesentlich überschreiten. Bei einem Anschluß von mehr als zwei Gattern am Kollektor von T1 müßte R4 sehr niederohmig sein. Es ist dann zweckmäßig als Ausgang das Gatter G1 zu benutzen, dem u. U. noch ein weiteres Gatter nachgeschaltet wird. Die beschriebene Schaltung ist für sehr große Kippzeiten weniger geeignet, weil bei

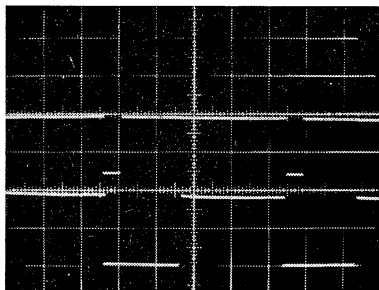


Bild 6.8
Oszillogramme zu
Bild 6.6.
Oben: Trigger-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

einem kleinen Kollektorwiderstand auch der Basiswiderstand R2 keine sehr hohen Werte haben darf. Für die Summe von R2 plus R3 gilt nämlich die Vorschrift:

$$R2 + R3 \leq R4 \cdot B_{T1} . \quad (14)$$

Die Oszillogrammaufnahmen des Bildes 6.8 zeigen die Eingangs- und Ausgangsimpulse der beschriebenen Schaltung, die mit den angegebenen Werten für R2 und C2 eine Kippzeit von 0,34 ms hatte.

6.4. Monostabiler Multivibrator aus einem RS-Flip-Flop und zusätzlichem npn-Transistor

Der monostabile Multivibrator nach Bild 6.9 besteht aus einem bistabilen RS-Flip-Flop, der mit den Bauelementen T1, C2, R3 und R4 so gesteuert wird, daß sich eine monostabile Arbeitsweise ergibt. Im Ruhezustand hat das mit den Gattern G1 und G2 realisierte RS-Flip-Flop eine solche Lage, daß der Ausgang A L-Potential und der Ausgang des Gatters G2 H-Pegel haben. Der Kondensator C2 ist aufgeladen und T1 gesperrt, weil der Ausgang von G1 L-Pegel führt.

Der Triggereingang des monostabilen Multivibrators liegt an einer Spannung von etwa 3 V, die der Spannungsteiler mit R1 und R2 aus der Speisespannung ableitet. Ein negativer Impuls bzw. eine negativ gerichtete Flanke differenziert der Kondensator C1. Der Triggereingang erhält kurzzeitig L-Potential,

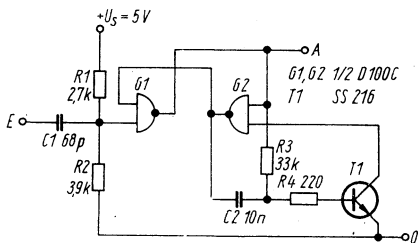


Bild 6.9 Monostabiler Multivibrator aus einem RS-Flip-Flop und zusätzlichem npn-Transistor

dadurch schaltet das RS-Flip-Flop in seine zweite Lage um. Der Ausgang von G2 führt dann L-Potential, und dementsprechend liegt der Ausgang des Gatters G1 auf H-Pegel. T1 bleibt vorläufig noch weiter gesperrt, da der Kondensator C2 nun parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T1 liegt. Die Spannung, auf die C2 aufgeladen war, wirkt dabei als Sperrspannung. Über R3 fließt nun ein Umladestrom. Dieser bewirkt, daß die im Einschaltmoment hohe negative Spannung an der Basis von T1 absinkt und dann, wie Bild 6.10 zeigt, in positiver Richtung ansteigt. Erreicht die Spannung an der Basis des Transistors T1 am Schluß dieses Vorgangs den Wert der Basis-Emitter-Spannung, so leitet T1. Die Spannung an seinem Kollektor bewegt sich deshalb von H- in Richtung L-Pegel. Wenn die Kollektorspannung von T1 etwa gleich der Umschaltspannung des Gatters G2 ist, schaltet dieses um, so daß das RS-Flip-Flop in seine Ruhelage zurückgesetzt wird. Der Ausgang von G2 führt dann H-Pegel, deshalb lädt sich C2 wieder auf eine positive Spannung auf. Der Widerstand R4 begrenzt den dabei fließenden Aufladestrom. R4 kann aber auch entfallen, weil der Gatterausgang intern bereits einen Widerstand enthält, der den Ausgangsstrom des Gatters begrenzt. Solange C2 sich auflädt, leitet der Transistor T1, weil der Ladestrom in die Basis von T1 fließt. Nach beendeter Aufladung sperrt T1, und der monostabile Multivibrator kann erneut getriggert werden. Die Kippzeit des monostabilen Multivibrators bestimmen im wesentlichen die Bauelemente R3

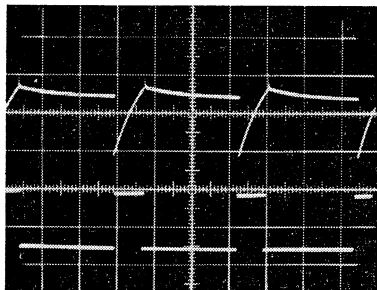


Bild 6.10
Oszillogramme zu
Bild 6.9.
Oben: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R3 und R4;
unten: Ausgangs-
impulse an A

und C2. Gegenüber der Schaltung nach Bild 6.6 sind hier wesentlich hochohmigere Widerstandswerte möglich. Es gilt die Beziehung:

$$R3 \leq \frac{(U_{OH\ G1} - U_{BE\ T1}) \cdot B_{T1}}{I_{IL\ G2}} - R4. \quad (15)$$

Eine Berechnung der Kippdauer ist mit der nachstehenden Gleichung möglich:

$$t = R3 \cdot C2 \cdot \ln \frac{U_{OH\ G1} + U_{OH\ G2} - U_{BE\ T1} - U_{OL\ G2}}{U_{OH\ G1} - U_{BE\ T1}} \quad (16)$$

Verwendet man die in Abschnitt 1.2. angegebenen Näherungen, so erhält man aus Gl. (16) die einfache Formel:

$$t = R3 \cdot C2 \cdot 0,77. \quad (17)$$

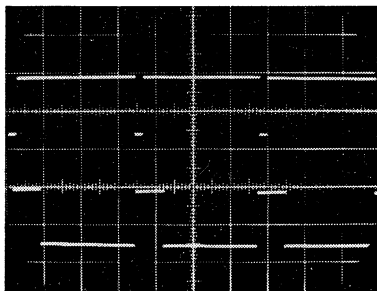


Bild 6.11
Oszillogramme zu
Bild 6.9.
Oben: Trigger-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

Die praktisch entsprechend Bild 6.9 aufgebaute Schaltung hatte eine Kippzeit von 0,26 ms. Bild 6.11 zeigt die Eingangs- und Ausgangsimpulse des beschriebenen monostabilen Multivibrators.

6.5. Monostabiler Multivibrator mit drei Gattern und einem npn-Transistor

Den Stromlaufplan einer weiteren Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit zusätzlichem npn-Transistor zeigt das Bild 6.12. Im Ruhezustand liegt der Eingang H auf H-Potential. Den gleichen Pegel führt auch der zweite Eingang des Gatters G1. Dadurch befindet sich der Ausgang dieses Gatters auf L-Pegel und deshalb der Ausgang von G2 auf H-Potential. Der die Kippzeit bestimmende Kondensator C1 ist aufgeladen. Über den Widerstand R1, der ebenfalls maßgeblich die Kippzeit beeinflußt, fließt in die Basis von T1 ein so großer Strom, daß sich dieser Transistor im Zustand der Sättigung befindet. Dadurch liegt der Eingang des Gatters G3 auf L-Potential, so daß der Ausgang von G3, wie zu Beginn angenommen, H-Pegel führt. Getriggert wird der monostabile Multivibrator mit einem negativ gerichteten Impuls am Eingang E. Dieser Impuls muß kürzer sein als die eingestellte Kippzeit. Beliebige breite Impulse sind möglich, wenn deren negativ gerichtete Flanken zum Triggern benutzt werden. Man muß dann die in Bild 6.6 und Bild 6.9 schon angegebenen Differenzierschaltungen einsetzen. Der Triggerimpuls legt den Eingang E kurzzeitig auf L-Potential. Die Gatter G1 und G2 schalten als Folge

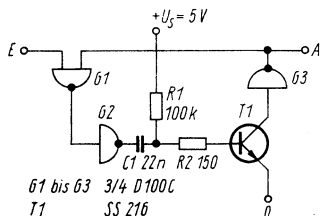


Bild 6.12
Monostabiler Multivibrator
mit drei TTL-Gattern und
einem npn-Transistor

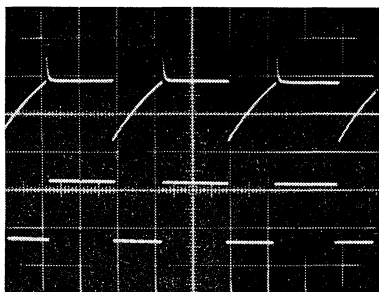


Bild 6.13
Oszillogramme zu
Bild 6.12.
Oben: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R1 und R2;
unten: Ausgangs-
impulse an A

davon sofort um. Der aufgeladene Kondensator C1 liegt danach der Basis-Emitter-Strecke von T1 so parallel, daß die Spannung des Kondensators als Sperrspannung für T1 wirksam wird. T1 sperrt deshalb, und das Gatter G3 wechselt seinen Ausgangszustand. Da nun der Ausgang dieses Gatters L-Potential hat, bleibt die Schaltung auch nach dem Abklingen des Triggerimpulses in dem angegebenen Zustand, bis die Umladung von C1 über R1 abgeschlossen ist. Die Spannung an der Basis von T1 steigt dabei, wie die Oszillogrammaufnahme in Bild 6.13 zeigt, von hohen negativen Werten beginnend, in positiver Richtung an. Wenn die Spannung über C1 gleich der Basis-Emitter-Spannung von T1 wird, beginnt dieser zu leiten, und der monostabile Multivibrator kehrt wieder in seine Ausgangslage zurück. Für die Kippdauer gilt die Gleichung:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_S + U_{OH\ G2} - U_{BE\ T1} - U_{OL\ G2}}{U_S - U_{BE\ T1}} \quad (18)$$

Aus dieser Gleichung erhält man die Näherung:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot 0,61 \quad (19)$$

Mit den in Bild 6.12 eingetragenen Werten für R1 und C1 konnte an dem Musteraufbau eine Kippzeit von 1,3 ms gemessen werden. Das Bild 6.14 zeigt die Oszillogramme der Trigger- und Ausgangsimpulse.

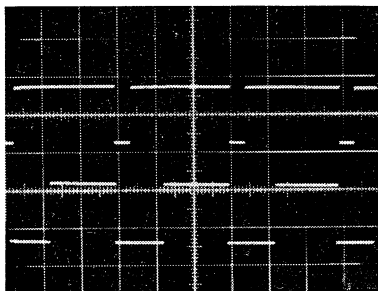


Bild 6.14
Oszillogramme zu
Bild 6.12.
Oben: Trigger-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

Benutzt man monostabile Multivibratoren in Frequenzteilern, so muß besonders bei großen Teilerfaktoren die Stabilität der eingestellten Kippzeit so groß sein, daß Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur nur einen geringen Einfluß ausüben. Für solche Aufgaben kann man die Schaltung nach Bild 6.12 dann verwenden, wenn der zeitbestimmende Kondensator C1 nicht direkt mit dem Ausgang des Gatters G2 verbunden wird, sondern C1 über eine Schaltung, wie sie das Bild 6.15 zeigt, anschließt. Die Flußspannung der Diode D1 hat etwa die gleiche Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, wie sie auch die Basis-Emitter-Spannung von T1 aufweist. Deshalb ist eine weitgehende Kompensation des Temperaturgangs möglich, der sonst durch die Basis-Emitter-Spannung hervorgerufen wird. Weiterer Vorteil der gezeigten Anordnung ist die Tatsache, daß sich der zeitbestimmende Kondensator C1 von der Speisespannung her über R3 auf eine zudem noch etwa 1,2 V höhere Spannung auflädt als bei der unkompenzierten Schaltung. Dieses Merkmal ist der Grund für die geringe Abhängigkeit der Haltezeit des kompensierten monostabilen Multivibrators von der Speisespannung. Zur Berechnung der Kippzeit benutzt man die Gleichung:

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{2 \cdot U_S - U_{BE \text{ T1}} - U_{F \text{ D1}} - U_{OL \text{ G2}}}{U_S - U_{BE \text{ T1}}} \quad (20)$$

Aus dieser Gleichung kann man entnehmen, daß die Kippdauer

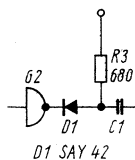


Bild 6.15 Stromlaufplan zur Schaltungserweiterung des monostabilen Multivibrators nach Bild 6.12

des kompensierten monostabilen Multivibrators dann von der Speisespannung und der Umgebungstemperatur unabhängig ist, wenn $U_{BE T1} = U_{F D1}$ und $U_{OL G2} = 0 V$ sind. Diese beiden Bedingungen sind näherungsweise gut erfüllt. Deshalb erhält man aus Gl. (20):

$$t = R1 \cdot C1 \cdot \ln 2$$

$$t = R1 \cdot C1 \cdot 0,69 . \quad (21)$$

7. Impulsgeneratoren

Zur Steuerung digital arbeitender Schaltungen sind fast immer selbstschwingende Taktgeneratoren notwendig, die an ihrem Ausgang eine rechteckförmige Spannung liefern, deren Frequenz von der oder den Zeitkonstanten der Schaltung abhängig ist. Die Anforderungen an die Frequenzstabilität dieser Impulsgeneratoren können je nach Anwendungsfall sehr unterschiedlich sein. Es sind in vielen Fällen durchaus größere Abweichungen zulässig, so daß entsprechend einfache Schaltungen eingesetzt werden können. Als Beispiel sei hier nur der *Taktgenerator* genannt, der die Meßfolge bei einem digitalen Meßgerät bestimmt. Für solche und ähnlich gelagerte Aufgaben eignen sich die im folgenden Abschnitt beschriebenen Generatoren.

7.1. Impulsgeneratoren mit TTL-Gattern

Sehr einfache Taktgeneratoren, die nur wenige zusätzliche Bauelemente benötigen, erhält man, wenn als aktive Elemente ausschließlich TTL-Gatter benutzt werden. Leider haben diese Generatoren den Nachteil, daß wegen der niederohmigen Gattereingänge die frequenzbestimmenden Zeitkreise ebenfalls relativ niederohmig sein müssen. Das bedeutet aber oft große und damit unhandliche Kondensatoren. Außerdem kann die Frequenz nur in wenigen Fällen mit einem Potentiometer über einen größeren Bereich variiert werden. Bevorzugtes Anwendungsgebiet sind deshalb für diese Impulsgeneratoren immer die Fälle, bei denen der Generator nur auf einer bestimmten Frequenz arbeiten muß.

Einen Taktgenerator, der vorzugsweise eine symmetrische Ausgangsrechteckspannung liefert, zeigt die Schaltung nach Bild 7.1. Sie erinnert stark an den bekannten astabilen Multivibrator mit diskreten Transistoren. Um ein sicheres Schwin-

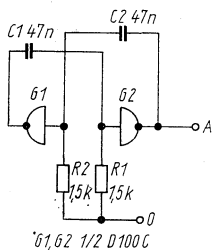


Bild 7.1
Impulsgenerator für eine Festfrequenz

gen zu gewährleisten, müssen bei diesem Generator $C1 = C2$ und $R1 = R2$ sein. Die Werte der Kondensatoren können innerhalb eines Bereichs von 100 pF bis 20 μF liegen. Dagegen ist der Wertebereich für die Widerstände $R1$ und $R2$ von etwa 1 k Ω bis 2,5 k Ω stark eingeschränkt. Zur Beschreibung der Arbeitsweise sei angenommen, daß sich der Ausgang des Gatters G1 auf H-Pegel befindet. Der Kondensator $C1$ wird dadurch über den Widerstand $R1$ aufgeladen. Am Eingang des Gatters G2 liegt deshalb zunächst ebenfalls H-Potential, so daß der Ausgang von G2 L-Pegel hat. Dadurch entlädt sich der in der vorhergehenden Periode aufgeladene Kondensator $C2$ über den Widerstand $R2$. Die während dieser Entladung am Eingang des Gatters G1 anliegende zunächst negative und dann schwach positive Spannung bewirkt den zu Beginn angenommenen H-Pegel am Ausgang von G1. Nach Ablauf der Lade- und Entladevorgänge schalten beide Gatter gleichzeitig um, weil die Zeit für die Auf- bzw. Entladung der Kondensatoren

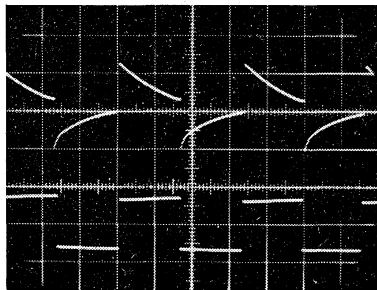


Bild 7.2
Oszillogramme zu
Bild 7.1.
Oben: Spannungs-
verlauf am Eingang
des Gatters G1;
unten: Ausgangs-
spannung an A

C1 und C2 etwa gleich ist. Bild 7.2 zeigt die Oszillogramme an markanten Schaltungspunkten des beschriebenen Taktgenerators. Seine Frequenz kann man mit der folgenden Näherungsformel berechnen:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C} \quad (22)$$

Wobei zusätzlich gilt:

$$R = R1 = R2$$

$$C = C1 = C2.$$

Der Musteraufbau lieferte mit den in Bild 7.1 eingezeichneten Bauelementen eine Frequenz von 6,6 kHz.

Das Bild 7.3 zeigt einen ebenfalls sehr einfachen Impulsgenerator, bei dem die Frequenz der Ausgangsrechteckspannung mit einem Potentiometer eingestellt werden kann. Es war ein Bereich der Impulsfrequenz von 900 Hz bis 3,5 kHz möglich. Zur Erläuterung der Arbeitsweise soll angenommen werden, daß der Eingang des Gatters G1 auf H-Pegel liegt. Der Ausgang des Gatters G2 befindet sich dann ebenfalls auf diesem Potential. Der Ausgang von G3 hat L-Pegel, weil der Eingang dieses Gatters mit dem Ausgang von G2 verbunden ist. Der zunächst als nicht geladen angenommene Kondensator C1 lädt sich innerhalb dieser Schaltungssituation über R1 und P1 auf. Als Folge davon sinkt die anfänglich hohe positive Spannung am Gattereingang von G1 ab. Zu dem Zeitpunkt, an dem die Eingangsspannung des Gatters G1 wegen der Aufladung von C1 die Umschaltspannung des Gatters G1 erreicht, schaltet dieses Gatter an seinem Ausgang von L- auf H-Pegel um. Dadurch wechseln aber auch die Gatter G3 und G2 ihre Aus-

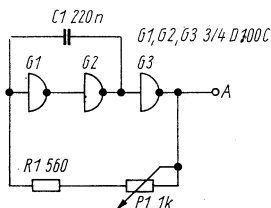


Bild 7.3
Impulsgenerator mit einstellbarer Impulsfrequenz

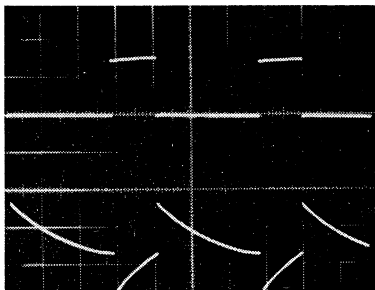


Bild 7.4
Oszillogramme zu
Bild 7.3.
Oben: Ausgangs-
impulse an A;
unten: Spannungs-
verlauf am Eingang
des Gatters G1

gangslage. Der zuvor aufgeladene Kondensator C1 liegt jetzt dem Eingang von G1 parallel. Die Spannung, auf die C1 aufgeladen wurde, ist dabei so gepolt, daß an dem Eingang von G1 eine schwach negative Spannung anliegt. Dadurch bleibt der Impulsgenerator so lange in dieser Stellung, bis der Kondensator C1 von dieser negativen Spannung entladen und bis auf die Umschaltspannung aufgeladen worden ist. Der dazu notwendige Strom fließt einmal vom Ausgang des Gatters G3 über R1 und P1, weiter trägt auch der Eingangsstrom von G1 zur Umladung von C1 bei. Ist die Umladung soweit fortgeschritten, daß die Spannung am Eingang von G1 wieder gleich der Umschaltspannung ist, schalten alle drei Gatter erneut um, und der beschriebene Zyklus beginnt von vorn. Die Oszillogramme in Bild 7.4 zeigen die Spannungsverläufe an zwei Schaltungspunkten. Eine grobe Berechnung der Frequenz des Generators ist mit nachstehender Näherungsgleichung möglich:

$$f = \frac{1}{3 \cdot C1 \cdot (R1 + P1)} \quad (23)$$

7.2. Impulsgeneratoren mit zusätzlichen pnp- oder npn-Transistoren

Verwendet man zum Aufbau von selbstschwingenden Impuls-
generatoren außer TTL-Gattern zusätzlich Transistoren, an
deren Basis dann das impulsfrequenzbestimmende Zeitglied

wirkt, so sind wesentlich verbesserte Eigenschaften zu erwarten. Das betrifft insbesondere die Stabilität der Frequenz gegenüber Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur. Weiterhin ist eine beträchtliche Erweiterung des mit einem Potentiometer veränderlichen Frequenzbereichs möglich. Diese Vorteile kompensieren den Nachteil bei weitem, daß die nachstehend beschriebenen Schaltungen eine zumeist stark unsymmetrische Rechteckspannung erzeugen. Ist eine symmetrische Ausgangsspannung notwendig, so kann diese zwangsweise dadurch erzeugt werden, daß man dem Generator einen getriggerten Flip-Flop nachschaltet. Die Generatorfrequenz muß dann doppelt so hoch sein wie die Frequenz der gewünschten symmetrischen Ausgangsspannung.

Der in Bild 7.5 dargestellte Taktgenerator benutzt als zusätzlichen Transistor einen pnp-Typ. Dieser Generator zeichnet sich durch einen besonders großen Frequenzbereich aus. Bei dem Musteraufbau konnte mit dem Potentiometer P1 der Abstand zwischen zwei Ausgangsrechteckimpulsen von $18 \mu\text{s}$ bis 3 ms verändert werden. Die Breite der positiv gerichteten Ausgangsimpulse war konstant und beträgt $25 \mu\text{s}$. Nach dem Zuschalten der Speisespannung arbeitet die Schaltung auf nachstehende Weise. Der Transistor T1 soll gesättigt sein, und C1 ist nicht geladen. Wenn T1 sich im leitenden Zustand befindet, so führt der mit seinem Kollektor verbundene Gattereingang von G1 H-Potential. Der Ausgang dieses Gatters liegt deshalb auf L-Pegel, so daß der Ausgang von G2 H-Potential hat. Innerhalb dieses Schaltungszustands lädt sich der Kon-

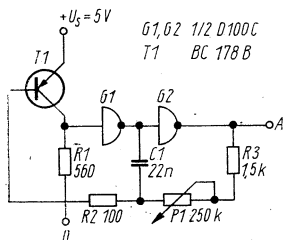


Bild 7.5
Impulsgenerator aus zwei
Gattern und einem pnp-
Transistor

densator C1 auf eine Spannung auf, die etwas kleiner ist als die Speisespannung. Den zur Ladung von C1 notwendigen Strom bestimmt im wesentlichen der Widerstand R2, der den zu Beginn der Aufladung fließenden Strom auf einen zulässigen Maximalwert begrenzt. Da der Ladestrom von C1 auch in die Basis von T1 fließt, ist dieser Transistor, wie zu Beginn angenommen, gesättigt. Die für die Aufladung von C1 notwendige Zeit ist gleich der Dauer der Ausgangsimpulse des Generators. Am Ende der Aufladung des Kondensators C1 nimmt der Ladestrom stark ab, so daß T1 nicht mehr im Zustand der Sättigung zu halten ist. Seine Kollektorspannung bewegt sich deshalb in Richtung L-Potential. Unterschreitet die Kollektorspannung von T1 die Umschaltspannung des Gatters G1, so schaltet dieses um. Dadurch wechselt auch der Ausgang von G2 seinen Zustand. An A liegt dann L-Pegel, und der Ausgang von G1 führt H-Potential. Der geladene Kondensator C1 ist deshalb der Basis-Emitter-Strecke von T1 parallelgeschaltet. Dabei ist die Spannung, auf die C1 aufgeladen wurde, so gepolt, daß T1 sperrt. Diese Sperrung dauert so lange an, bis C1 von dem nun über R3 und P1 fließenden Strom soweit umgeladen ist, daß die Spannung an der Basis von T1 wieder negativ gegenüber dem Emitter wird. Dann beginnt T1 erneut zu leiten, und die Schaltung kippt in den zu Beginn angenommenen Zustand zurück. Den Verlauf der Spannung am Verbindungspunkt von R2 und P1 und die dazugehörigen Ausgangsimpulse des Generators zeigen die Oszillogramme in Bild 7.6.

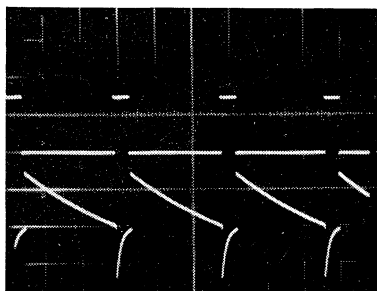


Bild 7.6
Oszillogramme zu
Bild 7.5.
Oben: Ausgangs-
impulse an A;
unten: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R2 und P1

Eine Bestimmung der Dauer der Ausgangsimpulse ist nur sehr ungenau mit einfachen Gleichungen möglich, weil die Impulsdauer nicht nur von der Zeitkonstante $R2 \cdot C1$, sondern auch stark von der Stromverstärkung und der Speicherzeit des Transistors T1 abhängig ist. Als Richtwert kann die nachstehende Näherung verwendet werden:

$$t = 7 \dots 15 \cdot R2 \cdot C1 . \quad (24)$$

Der Abstand zwischen den einzelnen Impulsen ist dagegen recht genau zu bestimmen:

$$t = C1 \cdot (R3 + P1) \ln \frac{U_S + U_{OH\ G1} - U_{BE\ T1} - U_{OL\ G1} - U_{OL\ G2}}{U_S - U_{BE\ T1} - U_{OL\ G2}} . \quad (25)$$

Setzt man in diese Gleichung die schon bekannten Näherungen ein, so ergibt sich:

$$t = C1 \cdot (R3 + P1) \cdot 0,62 . \quad (26)$$

Die Schaltung nach Bild 7.7 verwendet als zusätzlichen Transistor einen npn-Typ. Dieser Taktgenerator arbeitet auf ganz ähnliche Weise wie der in Bild 7.5 vorgestellte Generator. Der Oszillator lieferte an seinem Ausgang negativ gerichtete Impulse, deren Abstand zwischen $16\ \mu s$ und $5,2\ ms$ einstellbar war. Die Impulsdauer betrug $20\ \mu s$.

Bei dem Anlegen der Versorgungsspannung ist der frequenzbestimmende Kondensator C1 zunächst nicht geladen. Der Transistor T1 sperrt deshalb, und das Gatter G1 führt aus diesem Grund L-Pegel an seinem Ausgang. Der mit diesem

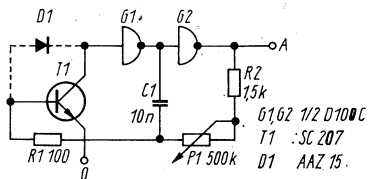


Bild 7.7
Impulsgenerator aus
zwei Gattern und
einem npn-Transistor

verbundene Belag von C1 liegt deshalb praktisch auf Masse. Da der Eingang von G2 L-Pegel hat, führt der Ausgang dieses Gatters H-Potential, so daß sich C1 über R2 und P1 aufladen kann. In dem Augenblick, in dem die Spannung über C1 die Basis-Emitter-Spannung von T1 erreicht, leitet dieser, und als Folge davon schalten die beiden Gatter G1 und G2 um. Der Ausgangspunkt von G1 hat dann H-Potential, so daß sich der Kondensator C1 über den Schutzwiderstand R1 und die Basis-Emitter-Strecke von T1 aufladen kann. In diesem Zustand verharrt die Schaltung, bis der in C1 fließende Ladestrom so klein wird, daß T1 nicht weiter gesättigt werden kann. T1 hält dann den Gattereingang von G1 nicht mehr auf L-Potential, so daß die beiden Gatter umschalten. Dann liegt der Ausgang von G1 wieder auf L-Pegel, und C1 ist der Basis-Emitter-Strecke von T1 parallelgeschaltet. Die Spannung, auf die der Kondensator C1 aufgeladen wurde, wirkt als Sperrspannung für die Basis-Emitter-Strecke, so daß T1 nicht leitet. In diesem Schaltungszustand bleibt der Impulsgenerator, bis die Umladung von C1 über die Widerstände R2 und P1 soweit fortgeschritten ist, daß die Basis von T1 wieder eine positive Spannung erhält. Dann leitet T1, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von neuem. Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind schmale negativ gerichtete Ausgangsimpulse und ein Verlauf der Spannung am Verbindungspunkt von R1 und P1, wie sie die Oszillogramme in Bild 7.8 zeigen.

Die Breite der Ausgangsimpulse ist konstant und wird von der Aufladezeit des Kondensators C1 über R1 bestimmt. Wie bei

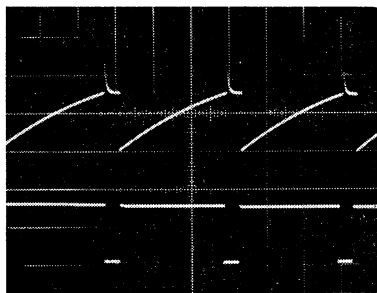


Bild 7.8
Oszillogramme zu
Bild 7.7.
Oben: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R1 und P1;
unten: Ausgangs-
impulse an A

der Schaltung nach Bild 7.5 üben auch hier die Stromverstärkung und die Speicherzeit des Transistors T1 einen erheblichen Einfluß auf die Impulsbreite aus. Der Einfluß der Speicherzeit verringert sich erheblich, wenn, wie in Bild 7.7 schon angedeutet, eine Germaniumdiode zwischen Basis und Kollektor von T1 geschaltet wird. Diese Diode verhindert, daß der Transistor in die Sättigung gelangt. Deshalb ist die Speicherzeit von T1 dann wesentlich kleiner als ohne D1, für die ein Germaniumtyp mit geringem Sperrstrom eingesetzt werden muß, damit man dessen Einfluß auf die Zeit zwischen den einzelnen Impulsen vernachlässigen kann. Die Zeit zwischen den Impulsen bestimmt man mit der Gleichung:

$$t = C1 \cdot (R2 + P1) \cdot \ln \frac{U_{OH\ G1} + U_{OH\ G2} - U_{BE\ T1} - U_{OL\ G1}}{U_{OH\ G2} - U_{BE\ T1}} \quad (27)$$

Unter Verwendung der Näherungen des Abschnittes 1.2. ergibt sich aus der Gl. (27) die Beziehung:

$$t = C1 \cdot (R2 + P1) \cdot 0,77 \quad (28)$$

Sehr einfache Impulsgeneratoren erhält man, wenn eine geeignete Triggerschaltung die Auf- und Entladung eines Kondensators periodisch so steuert, daß eine selbstschwingende Kippschaltung entsteht. Am Ausgang des Triggers liegt dann eine mehr oder weniger symmetrische Impulsspannung, deren Frequenz von der Zeitkonstante des RC-Gliedes und der Hysterese des Triggers abhängig ist. Zum Aufbau solcher Impulsgeneratoren eignet sich im Prinzip jede Triggerschaltung. Günstig ist, wenn diese über eine relativ große Hysterese verfügt. Je größer die Hysterese des Triggers ist, um so kleiner kann nämlich der frequenzbestimmende Kondensator sein, wenn eine vorgegebene Ausgangsfrequenz erzeugt werden muß. Aufbau und Wirkungsweise eines Impulsgenerators dieser Art soll am Beispiel des in Bild 7.9 dargestellten Generators erläutert werden, der eine Frequenz von 200 Hz erzeugt. Als Triggerschaltung wurde der in Abschnitt 4.2. beschriebene Trigger benutzt. Nach dem Anlegen der Speisespannung an den Taktgenerator laufen folgende Vorgänge ab: Der frequenz-

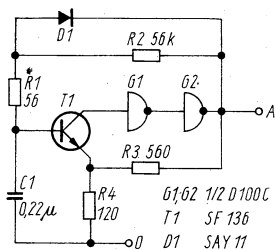


Bild 7.9
Impulsgenerator aus einem
Trigger mit Zeitkreis

bestimmende Kondensator C1 ist zunächst nicht geladen. Dadurch liegt die Basis von T1 praktisch auf Masse, so daß dieser Transistor sperrt. Am Triggerausgang, der hier Ausgang des Taktgenerators ist, liegt, wenn T1 sperrt, H-Potential. Deshalb kann sich der Kondensator C1 über die Widerstände R1 und R2 aufladen. Die über R2 liegende Diode D1 sperrt in dieser Phase. Die Aufladung von C1 dauert so lange, bis die Spannung über C1 die Einschaltspannung des Triggers aus T1, G1 und G2 erreicht hat. In diesem Augenblick schaltet der Trigger ein, so daß danach an dessen Ausgang L-Pegel erscheint. Der Kondensator C1 kann dadurch nicht weiter aufgeladen werden. C1 wird nun über die jetzt in Durchlaßrichtung gepolte Diode D1 und den Widerstand R1, der den bei der Entladung fließenden Strom begrenzt, entladen. Da der Widerstand R1 wesentlich kleiner ist als die Summe von R1 plus R2, letzterer aber bei der Entladung wegen der Diode D1 nicht wirksam werden kann, erfolgt die Entladung von C1 in wesentlich kür-

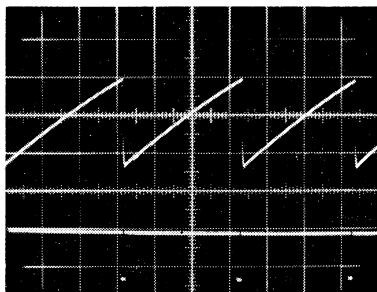


Bild 7.10
Oszillogramme zu
Bild 7.9.
Oben: Spannungs-
verlauf an der Basis
von T1, Maßstab
0,25 V/RE;
unten: Ausgangs-
impulse an A

zerer Zeit als die Aufladung des Kondensators. Die beschriebene Entladung setzt sich so lange fort, bis die Spannung über C1 gleich der Ausschaltspannung des Triggers ist. Dann schaltet dieser wieder in den zu Beginn beschriebenen Zustand zurück, und C1 kann sich wieder aufladen. Bild 7.10 zeigt die im Ergebnis dieser Vorgänge entstehenden Impulse an zwei markanten Schaltungspunkten des Generators. Soll die Frequenz der abgegebenen Impulsspannung veränderlich sein, so kann man R2 durch die Reihenschaltung eines Festwiderstands und eines Potentiometers ersetzen. Da die zur Entladung von C1 benötigte Zeit wesentlich kürzer ist als die zu dessen Aufladung, kann die Entladezeit bei der Berechnung der Impulsfrequenz des Taktgebers vernachlässigt werden. Es gilt dann für die Frequenz des Generators die Gleichung:

$$f = \frac{1}{(R1 + R2) \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{OH \ G2} - U_{aus}}{U_{OH \ G2} - U_{ein}}} \quad (29)$$

Der Trigger des Musteraufbaus hatte die nachstehenden Kennwerte:

$$U_{ein} = 1,25 \text{ V}, \quad U_{aus} = 0,7 \text{ V}.$$

8. Quarzstabilisierte Taktgeneratoren

Zur Steuerung digitaler Meßgeräte sind Taktgeneratoren erforderlich. In vielen Fällen können dafür die in Abschnitt 7. beschriebenen Impulsgeneratoren durchaus eingesetzt werden, so daß der Aufwand entsprechend klein bleibt. Steuern Taktgeneratoren aber hochwertige, mehrstellige digitale Meßgeräte, so ist die zu erzielende Genauigkeit dieser Geräte zumeist direkt von der Konstanz des benutzten Taktgenerators abhängig. Mit den in Abschnitt 7. beschriebenen freischwingenden Taktgeneratoren ist aber nur in günstigen Fällen eine Konstanz der Frequenz $> 10^{-3}$ zu erreichen. Man muß deshalb als Zeitnormal in digitalen Frequenz- oder Zeitmeßgeräten quarzstabilisierte Oszillatoren benutzen. Bei solchen Generatoren sind die Abweichungen der Sollfrequenz klein, wenn sich die Speisespannung oder die Umgebungstemperatur ändert, so daß die Anzeigenauigkeit der digitalen Meßgeräte entsprechend hoch sein kann. Im folgenden sollen einige Quarzoszillatoren angegeben werden, die für den vorgenannten Zweck vorgesehen sind. Die beschriebenen Schaltungen liefern an ihrem Ausgang ein TTL-Signal, das die TTL-Schaltkreise direkt weiterverarbeiten können.

8.1. Quarzoszillatoren für einen Frequenzbereich von 1 MHz bis 5 MHz

Kennzeichen der jetzt zu beschreibenden Quarzoszillatorschaltungen ist, daß diese als aktive Verstärkerelemente TTL-Gatter benutzen. Das gewünschte TTL-Signal steht deshalb am Generatorausgang automatisch zur Verfügung. Naturgemäß sind TTL-Gatter für einen Betrieb als mehr oder weniger linearer Verstärker, wie er für die Quarzoszillatoren notwendig ist, nicht vorgesehen. Man muß deshalb mit externen Widerständen dafür sorgen, daß der statische Arbeitspunkt der als

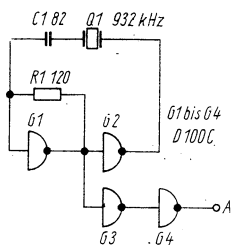


Bild 8.1
Einfachster Quarzoszillator
mit TTL-Gattern

Verstärker benutzten Gatter immer auf dem linearen Teil der Übertragungskennlinie liegt. In der besonders einfachen Schaltung nach Bild 8.1 erfüllt der Widerstand R1 diese Aufgabe. Dieser Widerstand, der vom Ausgang des Gatters G1 zu dessen Eingang führt, bewirkt eine starke Gegenkopplung. Der Arbeitspunkt des Gatters G1 liegt deshalb sowohl eingangs- als auch ausgangsseitig etwa in der Nähe der Umschaltspannung von G1. Das Gatter G2 ist direkt mit dem Ausgang von G1 verbunden, so daß auch der Arbeitspunkt von G2 entsprechend eingestellt ist.

Den Rückkopplungsweig vom Ausgang des Gatters G2 zum Eingang von G1 bildet die Reihenschaltung des Quarzes Q1 mit C1. Der Quarz arbeitet in dieser Schaltung auf seiner Serienresonanzfrequenz, wobei der Resonanzwiderstand von Q1 kleiner als $250\ \Omega$ sein muß. Da der Rückkopplungsweig keine Phasendrehung aufweist, müssen als Verstärker zwei Gatter eingesetzt werden, damit eine Phasendrehung von 360° erreicht wird. Der Kondensator C1 kann auch ein Trimmer sein, mit dem dann die Generatorfrequenz auf ihren Sollwert abgeglichen wird. Die Schwingungen am Ausgang des Gatters G1 sind wegen der Resonanzeigenschaften des Quarzes stark verformt und noch nahezu sinusförmig. Die Gatter G3 und G4 wandeln diese Spannung in eine Rechteckspannung um. Am Ausgang A liegt dann eine rechteckförmige Spannung an, wie sie in Bild 8.2 dargestellt ist. Für bestimmte Aufgaben kann es notwendig sein, den Quarzoszillator abzuschalten. Es ist zweckmäßig, wenn man diese Abschaltung mit dem zweiten Eingang des letzten Gatters G4 vornimmt, der zur Abschalt-

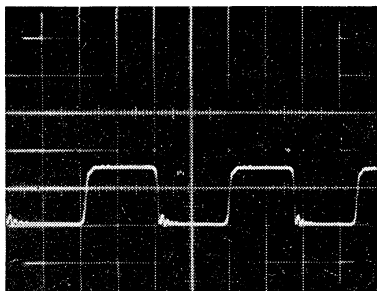


Bild 8.2
Oszillogramm der
Ausgangsspannung
des Oszillators nach
Bild 8.1

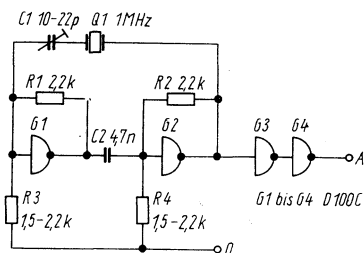


Bild 8.3
Quarzoszillator mit
verbessertem An-
schwingverhalten

tung einfach auf L-Pegel gelegt wird. Der Oszillator schwingt dann weiter, am Ausgang der Schaltung liegt aber H-Potential. Die Wirkungsweise des Quarzoszillators nach Bild 8.3 ist weitgehend identisch mit der eben besprochenen Schaltung. Unterschiedlich ist nur, daß bei dieser Schaltung die Arbeitspunkte der beiden Gatter G1 und G2 getrennt eingestellt werden können, da sie nicht gleichstrommäßig gekoppelt sind. Außerdem werden zur Einstellung des Arbeitspunktes zwei Widerstände benutzt, die auch wesentlich hochohmiger sind. Die genannten Unterschiede sind manchmal dann von Vorteil, wenn Quarze mit hochohmigeren Resonanzwiderständen eingesetzt werden sollen. Man ist dann gezwungen, die Verstärkerschaltung möglichst optimal einzustellen. Das ist bei der Schaltung nach Bild 8.3 leichter möglich, weil hier die Arbeitspunkte der beiden Gatter getrennt wählbar sind. Die Gatter G3 und G4 übernehmen die Impulsformung des Ausgangssignals. Zur Abschaltung kann wieder der noch freie Eingang des Gatters G4 verwendet werden.

8.2. Quarzoszillatoren für einen Frequenzbereich von 0,1 MHz bis 1 MHz

Zur Erzeugung einer bestimmten niedrigen quarzstabilisierten Taktfrequenz von z. B. 1 Hz sind Frequenzteiler notwendig. Die Stufenzahl dieser Teiler ist dabei direkt von der Frequenz des Quarzoszillators abhängig. Um in manchen Fällen den Aufwand gering zu halten, ist man bestrebt, den Quarzoszillator auf einer möglichst niedrigen Frequenz arbeiten zu lassen. Leider steigen die Reihenresonanzwiderstände der Quarze mit geringer werdender Resonanzfrequenz an, so daß dann die in Abschnitt 8.1. beschriebenen Schaltungen nur bedingt benutzt werden können.

Aus diesem Grund wird in [9] die in Bild 8.4 gezeigte Schaltung für einen Frequenzbereich von 0,2 MHz bis 1 MHz vorgeschlagen. Dieser quarzgesteuerte Taktgenerator ähnelt dem nach Bild 8.3 vorgeschlagenen Oszillator. Die Einstellung der Arbeitspunkte erfolgt auch hier über eine Gegenkopplung vom Gatterausgang auf den entsprechenden Gattereingang. Damit der Eingangswiderstand des Gatters G1 besser an den Reihenresonanzwiderstand des Quarzes angepaßt ist, wird allerdings an Stelle eines Widerstands eine Induktivität im Gegenkopplungszweig verwendet. Damit wirkt diese Gegenkopplung im vorgesehenen Frequenzbereich vorwiegend für Gleichspannung, so daß der Gattereingangswiderstand hochohmiger ist. Der am Ausgang von G2 angeschlossene Kondensator C3 soll einen Teil der Oberwellen nach Masse kurzschließen und da-

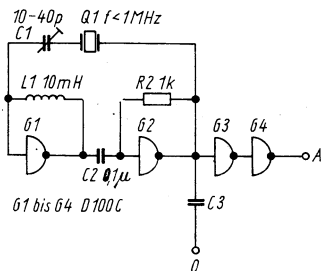


Bild 8.4
Quarzoszillator mit
TTL-Gattern für Frequenzen
von kleiner als 1 MHz

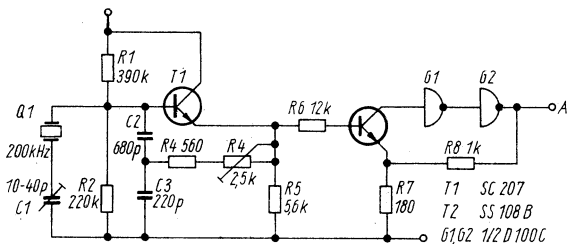


Bild 8.5 Quarzoszillator für Frequenzen von kleiner als 1 MHz

durch verhindern, daß der Quarz zusätzlich auf einer Oberwelle erregt wird. C3 muß entsprechend der Quarzfrequenz dimensioniert werden. Es gilt:

$$C3 = \frac{680 \text{ pF}}{f} \quad (f \text{ in MHz}) . \quad (30)$$

Eine andere Möglichkeit für quarzstabilisierte Generatoren ist, daß man den Quarzoszillator mit diskreten Bauelementen in der üblichen Weise aufbaut. Die erzeugte sinusförmige Spannung formt dann ein Trigger in ein TTL-Signal um. Nach diesem Verfahren arbeitet der in Bild 8.5 dargestellte Oszillator. Der Quarz Q1 arbeitet in dieser Schaltung auf seiner Parallelresonanzfrequenz. Der Trimmer C1 ermöglicht einen Abgleich der abgegebenen Frequenz auf ihren Sollwert. Der Transistor wird in Kollektorschaltung betrieben, wobei die Widerstände R1 und R2 den Arbeitspunkt festlegen. Die Kondensatoren C2 und C3 bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, der den Rückkopplungsfaktor bestimmt. Diesen kann man aber zusätzlich noch mit dem Einstellregler R4 verändern, so daß mit R4 der Schwingungseinsatz des Oszillators optimal eingestellt wird. Direkt an dem Emitter von T1 ist ein Trigger aus den Bauelementen T1, G1 und G2 angeschlossen. Dieser Trigger wandelt das am Emitter von T1 anliegende sinusförmige Oszillatorsignal in eine rechteckförmige Spannung um. Die benutzte Triggerschaltung entspricht der in Abschnitt 4.2. beschriebenen, so daß sie hier nicht näher erläutert werden muß. Eine nahezu symmetrische Rechteckspannung erhält

man, wenn das Spannungspotential am Emitter von T1 bei dem Nulldurchgang der Sinusschwingung zwischen der Ein- und der Ausschaltspannung des Triggers liegt. R1 ist also entsprechend auszuwählen.

9. Komplexe Schaltungen

Die Abschnitte 4. bis 8. behandelten vornehmlich relativ einfache Grundschaltungen, die ganz bestimmte Aufgaben erfüllten. Im letzten Abschnitt dieser Broschüre sollen nun einige Beispiele dafür gegeben werden, welche Anwendungsmöglichkeiten für die beschriebenen Grundschaltungen in der Amateurpraxis bestehen. Eine bis ins einzelne gehende Beschreibung der folgenden Schaltbeispiele ist nicht notwendig, da deren Grundelemente schon in den oben genannten Abschnitten ausführlich erläutert worden sind. Deshalb beschränken sich die gegebenen Hinweise auf das funktionelle Zusammenwirken der einzelnen Schaltungsteile.

9.1. Frequenzteiler mit monostabilen Multivibratoren

Soll eine Impulsfrequenz durch einen festgelegten Faktor geteilt werden, so kann man dafür monostabile Multivibratoren benutzen. Der Vorteil solcher Frequenzteiler liegt besonders darin, daß der Aufwand relativ gering ist, da mit einem monostabilen Multivibrator Teilverhältnisse zwischen 2 und 10 möglich sind. Frequenzteiler mit monostabilen Multivibratoren können aber nur innerhalb eines eng begrenzten Bereichs der Eingangsfrequenz arbeiten, für die sie ausgelegt sind. Besonders bei einem hohen Teilverhältnis ist deshalb ein Abgleich der Schaltung meist unumgänglich. Nachteilig ist auch, daß Teiler mit monostabilen Multivibratoren manchmal empfindlich gegenüber Impulsstörungen sind, die dann zu Fehlschaltungen führen können. Man muß deshalb bei solchen Teilern besonders auf ein gutes Abblocken der Versorgungsleitungen achten. Trotz der genannten Nachteile werden Monovibratoren in Frequenzteilern gern verwendet, weil die Kosten niedrig sind.

Das Bild-9.1 zeigt einen Frequenzteiler aus zwei monostabilen

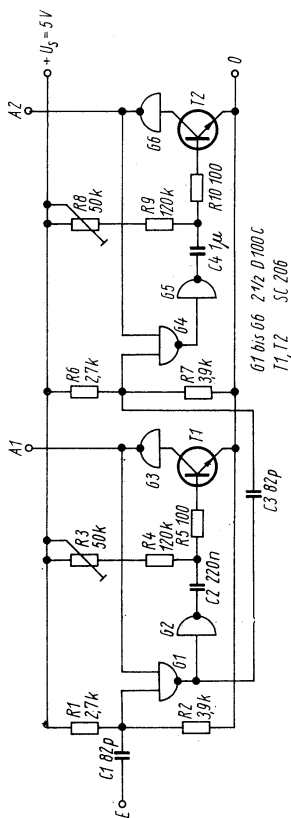


Bild 9.1 Frequenzteiler mit monostabilen Multivibratoren

Multivibratoren, die im Abschnitt 6.5. beschrieben wurden. Der Frequenzteiler ist für eine Eingangsfrequenz von 250 Hz ausgelegt. Jeder der beiden Monovibratoren teilt durch den Faktor 5. Die Ausgangsimpulsfrequenzen betragen deshalb am Ausgang A1 50 Hz und an A2 10 Hz. Die Oszillogramme in Bild 9.2 und Bild 9.3 verdeutlichen die Arbeitsweise eines monostabilen Multivibrators als Frequenzteiler. Die negative Flanke eines Eingangsimpulses an E triggert, wie Bild 9.2

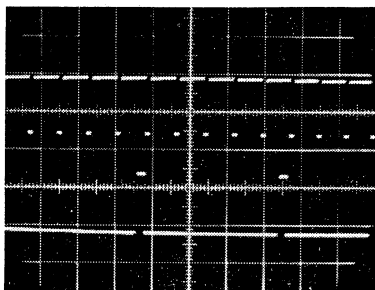


Bild 9.2
Oszillogramme zu
Bild 9.1.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A1

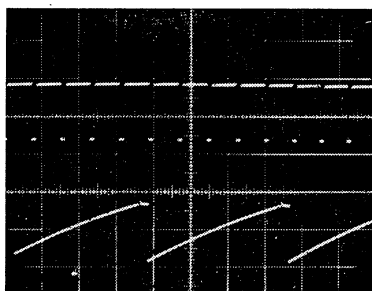


Bild 9.3
Oszillogramme zu
Bild 9.1.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R4 und R5

zeigt, den monostabilen Multivibrator, dessen Kippdauer so eingestellt wird, daß er entsprechend Bild 9.3 zwischen dem fünften und dem sechsten Eingangsimpuls zurückkippt. Die nach dem Triggern weiter an dem Eingang anliegenden Triggerimpulse beeinflussen den Monovibrator nicht. Erst wenn er nach dem fünften Eingangsimpuls wieder in seine Ruhelage zurückkippt, kann der nächste an E eintreffende Impuls wieder triggern. Soll eine an E liegende Impulsfrequenz f durch das Teilverhältnis n geteilt werden, so muß die Kippzeit des monostabilen Multivibrators folgender Gleichung genügen:

$$t = \frac{n - 0,5}{f} \quad (31)$$

Wegen der unvermeidlichen Bauelementetoleranzen muß die Kippdauer einstellbar sein, damit man den Teiler entsprechend

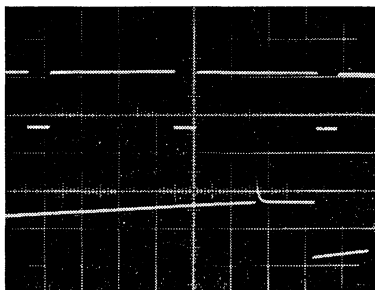


Bild 9.4
Oszillogramme zu
Bild 9.1.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Spannungs-
verlauf am Ver-
bindungspunkt von
R4 und R5

Bild 9.4 einstellen kann. Dieses Bild zeigt, daß der monostabile Multivibrator etwa in der Mitte zwischen dem fünften und dem sechsten Eingangsimpuls (bei einem Teilerverhältnis von 5) zurückkippen sollte.

9.2. Zähldekade

Für den Aufbau von Impulszählern und zur Frequenzteilung durch den Faktor 10 sind Zähldekaden erforderlich. Die nachstehend beschriebene Zähldekade nach Bild 9.5 arbeitet nach dem sogenannten *BCD-Code*, der besonders für den erstgenannten Zweck fast ausschließlich benutzt wird. Die Zähldekade besteht aus vier flankengetriggerten Flip-Flops und einem sperrbaren Impulsgatter mit den Bauelementen D1, C3, R3 und R4. Ein H-Pegel führender Rückstellimpuls stellt alle Flip-Flops in eine solche Lage, daß die Ausgänge Q1 bis Q4 auf L-Potential liegen. Das Impulsgatter ist dann geöffnet. Für die zu zählenden Impulse verhält sich deshalb die Zähldekade zunächst wie ein normaler Binärteiler. Das ändert sich erst, wenn mit der achten H-L-Eingangsimpulsflanke das Flip-Flop aus den Gattern G7 und G8 kippt. Dadurch sperrt (durch den dann an Q4 liegenden H-Pegel) das Impulsgatter, so daß die diesem folgenden Flip-Flops nicht weiter angesteuert werden können. Der neunte Eingangsimpuls kippt nur den ersten bistabilen Multivibrator. Bei dem zehnten Eingangsimpuls wird das Flip-Flop aus den Gattern G7 und G8

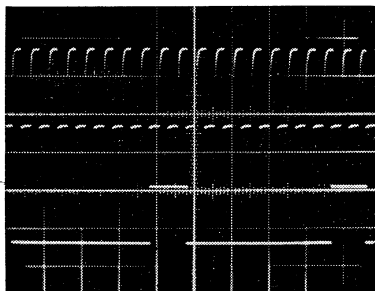


Bild 9.6
Oszillogramme zu
Bild 9.5.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an Q4

Zähldekade kann bei der angegebenen Dimensionierung Impulsfrequenzen bis etwa 6 MHz verarbeiten. Soll die vorgeschlagene Schaltung nur als Frequenzteiler benutzt werden, so ist eine Rückstellmöglichkeit nicht notwendig. Für die Gatter G1 bis G8 genügen dann zwei Bausteine des Typs *D 100 C*.

9.3. Frequenzteiler mit einem Teilverhältnis von 3:1

Durch die Anwendung des Prinzips der Rückführung lassen sich Frequenzteiler bzw. Impulszähler auch ohne zusätzliche Impulsgatter realisieren. Diese Möglichkeit soll an dem Frequenzteiler aus zwei getriggerten Flip-Flops mit einem Teilverhältnis von 3:1 nach Bild 9.7 näher beschrieben werden. Dazu sei angenommen, daß sich der Ausgang von G2 auf H-Pegel und der Ausgang von G4 auf L-Potential befinden. Ein an E eintreffender Zählimpuls kippt zunächst das Flip-Flop aus den Gattern G1 und G2. Der dadurch erfolgende Pegelsprung am Ausgang von G2 triggert auch den zweiten flankengetriggerten bistabilen Multivibrator aus den Gattern G3 und G4. Der folgende Triggerimpuls kippt nur das erste Flip-Flop, so daß der Ausgang von G2 wieder H-Potential besitzt. Mit dem dritten Triggerimpuls kippt zunächst wieder das Flip-Flop aus G1 und G2. Der Spannungssprung am Ausgang von G2 triggert als Folge davon den zweiten Multivibrator, so daß der Ausgang von G4 von H- auf L-Pegel springt.

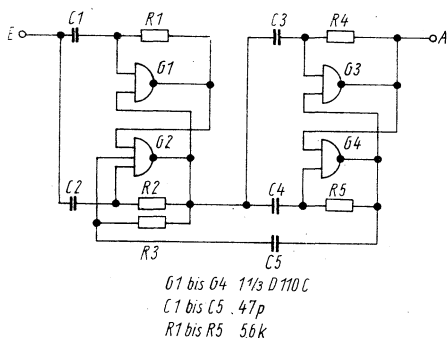


Bild 9.7 Frequenzteiler mit einem Teilverhältnis von 3:1

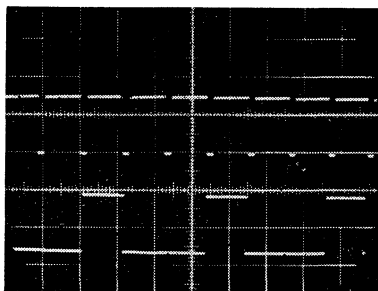


Bild 9.8
Oszillogramme zu
Bild 9.7.
Oben: Eingangs-
impulse an E;
unten: Ausgangs-
impulse an A

An diesen Ausgang ist aber die Rückführung zum ersten flankengetriggerten Flip-Flop angeschlossen. Deshalb bewirkt der Spannungssprung am Ausgang von G4 nach dem dritten Eingangsimpuls ein sofortiges Umschalten des ersten Flip-Flops, das dann an dem Ausgang von G2 wieder H-Potential besitzt. Damit sind nach dem dritten Eingangsimpuls beide Multivibratoren wieder in ihrer Ausgangslage. Das Oszillogramm in Bild 9.8 zeigt die Eingangs- und Ausgangsimpulse des beschriebenen Frequenzteilers. Nach dem erläuterten Prinzip können Frequenzteiler mit beliebigen ganzzahligen Teilverhältnissen verwirklicht werden. Es ist aber darauf zu achten, daß die Rückführungen an getrennte Gattereingänge angeschlossen werden.

9.4. Impulsgenerator

Zur Überprüfung von Digitalschaltungen sind Impulsgeneratoren notwendig. Das Bild 9.9 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Generators, der eine symmetrische Rechteckspannung liefert, deren Amplitude mit P2 einstellbar ist. Entsprechend der Tafel 9.1 verfügt der Generator über einen Frequenzbereich von 1 Hz bis 100 kHz. Der Impulsgenerator besteht aus einem flankengetriggerten Flip-Flop, das von einem Taktgenerator angesteuert wird. Dadurch ergibt sich automatisch die symmetrische Ausgangsspannung. Ein weiterer Gatter fungiert als Endstufe. Der Taktgenerator schwingt auf der doppelten Frequenz der jeweiligen Ausgangsrechteckspannung des Impulsgenerators. Die Schaltung des Taktgenerators entspricht weitgehend der nach Bild 7.5, nur wird hier der frequenzbestimmende Kondensator C1 von einer Kon-

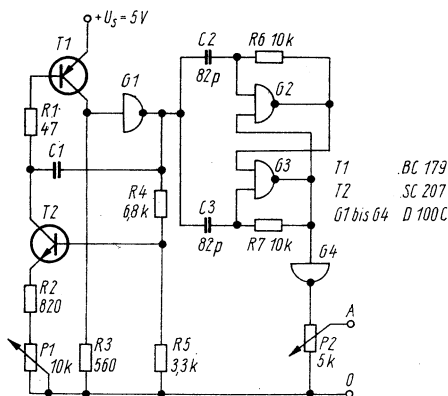


Bild 9.9 Impulsgenerator

C1	Frequenzbereich
1nF	8,9 kHz 106 kHz
10nF	840 Hz 10 kHz
100nF	93 Hz 1,1 kHz
1µF	87 Hz 104 Hz
10µF	1 Hz 12 Hz

Tabelle 9.1
Frequenzbereiche des Impuls-
generators nach Bild 9.9

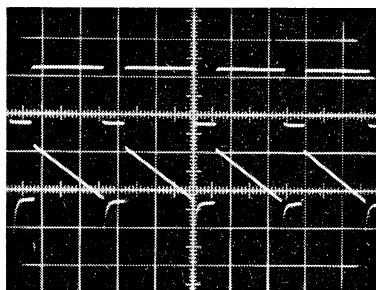


Bild 9.10
Oszillogramme zu
Bild 9.9.
Oben: Impulse am
Ausgang von G1;
unten: Spannungs-
verlauf am Kollektor
von T2

stantstromquelle umgeladen. Dadurch ergibt sich ein linearer Spannungsverlauf bei der Umladung von C1, wie es das Oszillogramm in Bild 9.10 zeigt. Für die Zeit zwischen zwei Impulsen am Ausgang des Gatters G1 gilt die Gleichung:

$$t = \frac{(U_{OH\ G1} - U_{OL\ G1}) \cdot C1}{I_{C\ T2}}. \quad (32)$$

Den Kollektorstrom des Transistors T2 erhält man mit:

$$I_{C\ T2} = \frac{1}{R2 + P1} \left(\frac{U_{OH\ G1} \cdot R5}{R4 + R5} - U_{BE\ T2} \right). \quad (33)$$

Die Dauer der schmalen negativ gerichteten Impulse am Ausgang von G1 kann mit der Gleichung (24) näherungsweise ermittelt werden.

9.5. Zweistrahlschalter für einen Oszillografen

In der Impulstechnik ist ein Zweistrahloszillograf sehr zweckmäßig, weil man dann Meßspannung und Bezugsspannung auf einem Schirm gleichzeitig darstellen kann. Bild 9.11 und Bild 9.12 zeigen den Stromlaufplan eines elektronischen Umschalters zur Darstellung von zwei Meßgrößen auf dem Schirm eines Einstrahloszillografen. Der Zweistrahlschalter ist unterteilt in die Torschaltung nach Bild 9.11 und die dazugehörige Steuerelektronik nach Bild 9.12. Die Funktion der beiden gleichartig aufgebauten Torschaltungen für die darzustellenden

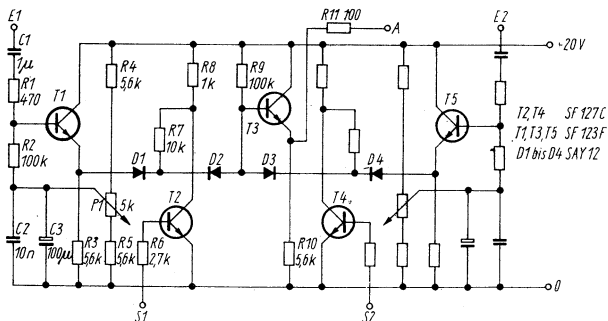


Bild 9.11 Stromlaufplan der Torschaltungen des Zweistrahl Schalters

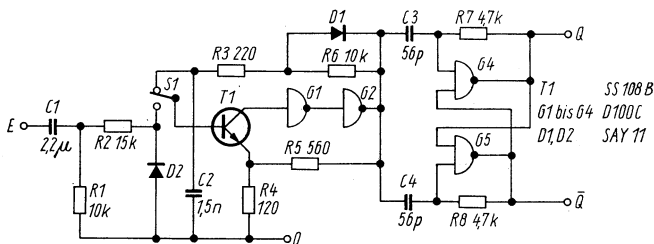


Bild 9.12 Steuerelektronik für den Zweistrahl Schalter

Meßsignale kann folgendermaßen beschrieben werden: Die Eingangsspannung gelangt von E1 an die Basis des in Kollektorschaltung betriebenen Transistors T1, dessen Eingangswiderstand etwa 100 k Ω beträgt. Das Basisruhepotential von T1 ist mit dem Potentiometer P1 veränderlich, um die Meßsignale auf dem Oszillografenschirm gegeneinander verschieben zu können. Als Schalter für die Meßsignale fungieren die Dioden D1 und D2 bzw. für den zweiten Kanal D3 und D4. Leitet der Transistor T2, so leiten die Dioden D1 und D2, und das Signal vom Eingang E1 ist an den Ausgang A durchgeschaltet. Die Dioden D3 und D4 sperren, da immer dann, wenn T2 gesättigt ist, der Transistor T4 sperrt. Wenn aber die Dioden D3 und D4 sperren, kann das Signal von E2 nicht weitergelei-

tet werden. Um nun beide Eingangssignale wechselseitig darzustellen, müssen T2 und T4 mit einer symmetrischen Rechteckspannung angesteuert werden. Diese Aufgabe übernimmt die in Bild 9.12 gezeigte Steuerelektronik, die grundsätzlich zwei Betriebsmöglichkeiten erlaubt. Solange der Schalter S1 die dargestellte Lage hat, arbeitet der Trigger aus T1, G1 und G2 als Impulsgenerator mit einer Ausgangsfrequenz von etwa 330 kHz. Dieser Impulsgenerator triggert das flankengetriggerte Flip-Flop aus den Gattern G3 und G4, deren Ausgänge mit den Eingängen S1 und S2 der Torschaltungen verbunden sind. Bei dieser Betriebsart werden also abwechselnd die Eingänge E1 und E2 für kurze Zeit an den Ausgang A durchgeschaltet. Das Bild 9.13 verdeutlicht diese Betriebsweise. Im Normalfall sind natürlich keine Lücken bei den Oszillogrammen zu erkennen, weil nur in ganz seltenen Fällen die Umschaltfrequenz der Torschaltungen ein Vielfaches der Meßspannung ist. Bei der zweiten Betriebsart ist der Schalter S1 umgeschaltet, und T1, G1 und G2 arbeiten als Trigger für die an E liegenden Signale, die jetzt die Kanalumschaltung auslösen. Vorzugsweise benutzt man diese Betriebsart bei getriggerten Oszillografen, wobei dann jeweils zu Beginn des Strahlrücklaufs von einem auf den anderen Kanal umgeschaltet wird. Die an den Eingängen E1 und E2 anliegenden Meßspannungen werden also nacheinander auf dem Schirm dargestellt. Bei beiden beschriebenen Betriebsarten ist zu beachten, daß der Oszillograf von einem der beiden Meßsignale immer fremd synchronisiert bzw. getriggert werden muß.

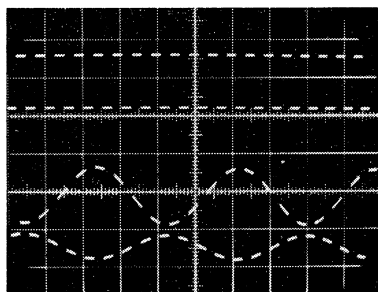


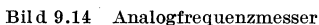
Bild 9.13
Oszillogramme zu
Bild 9.12.
Oben: Ausgangs-
impulse an Q;
unten: Ausgangs-
spannung an A des
Zweistrahlschalters

9.6. Analogfrequenzmesser

Besonders für den Fernsteueramateur ist ein *Analogfrequenzmesser* interessant, mit dem er schnell die Frequenz der in seiner Anlage verwendeten Steuergeneratoren überprüfen kann. Der Analogfrequenzmesser nach Bild 9.14 verfügt über die Bereiche 0 Hz ... 100 Hz, 0 Hz ... 1 kHz und 0 Hz bis 10 kHz, die mit dem Schalter S1 ausgewählt werden können. Die Anzeige der am Eingang liegenden Frequenz erfolgt linear auf einem Drehspulinstrument. Ein Stromtrigger wandelt die zu messende Wechselspannung in eine frequenzgleiche Rechteckspannung um. Nach dem Trigger folgt ein flankengetriggertes Flip-Flop, das eine Teilung der Frequenz durch den Faktor 2 bewirkt. Dieser bistabile Multivibrator ist immer dann erforderlich, wenn eine stark unsymmetrische Impulsfrequenz gemessen werden soll. Das Gatter G4 trennt den bistabilen Multivibrator von dem Frequenz/Strom-umsetzer. Dadurch entfällt eine kapazitive Belastung des Flip-Flops, so daß dessen sichere Arbeitsweise gewährleistet ist. Immer dann, wenn der Ausgang des Gatters G4 H-Potential führt, kann sich der gerade eingeschaltete Kondensator, z. B. C4, über die Widerstände R6 und R7 aufladen, weil dann die Diode D2 in Durchlaßrichtung gepolt ist. Nach dem Ende dieser Halbwelle schaltet der Ausgang von G4 auf L-Pegel um. Der geladene Kondensator C4 entlädt sich nun über die Basis-Emitter-Diode des Transistors T2. D2 sperrt in dieser Phase. Der Widerstand R7 begrenzt den fließenden Entladestrom auf einen zulässigen Grenzwert. T2 arbeitet in Basisschaltung, so daß die Entladestromimpulse nahezu ungeschwächt im Kollektorkreis von T2 erscheinen. Das Instrument integriert die Stromimpulse, dabei wird es von dem Kondensator C6 unterstützt. Für den mittleren Kollektorstrom des Transistors T2 gilt:

$$I_{C\ T2} = 0,5 \cdot f \cdot (U_S - U_{F\ D2}) \cdot \alpha_{T2} \cdot C. \quad (34)$$

In dieser Gleichung steht α_{T2} für die Stromverstärkung von T2 in Basisschaltung und C für den jeweils eingeschalteten Kondensator C3, C4 oder C5. Mit den Einstellreglern R9, R10 und R11 werden die drei Meßbereiche geeicht. Dazu legt



9.7. Eichpunktgeber

94

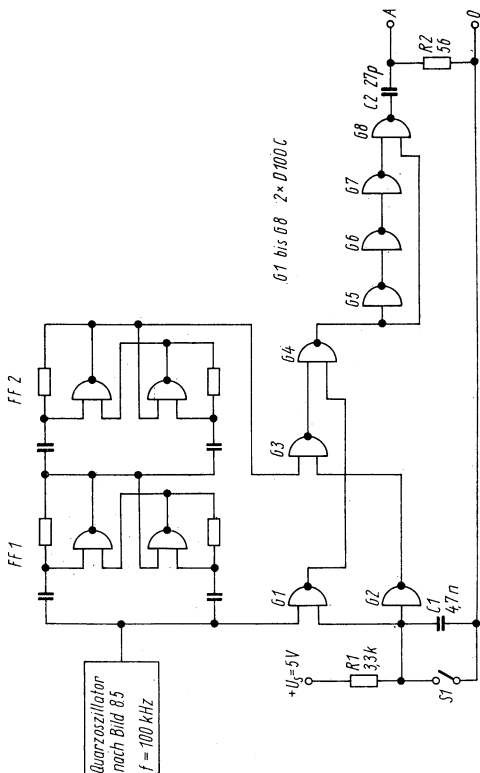


Bild 9.15 Eichpunktgeber

findet sich aber der Ausgang von G3 ständig auf H-Potential. Deshalb kann jetzt nur die 100 kHz Rechteckspannung die Gatter G1 und G4 passieren. Die Rechteckspannung formen die Gatter G5 bis G8 in eine Nadelimpulsfolge um. Der Impulsformer wurde in Abschnitt 6.2. ausführlich beschrieben. C2/R2 differenziert die Ausgangsimpulse. Diese sind stark oberwellenhaltig und deshalb noch im 2-m-Band sicher nachzuweisen. Bei geschlossenem Schalter S1 gelangt nur die 25-kHz-Rechteckspannung an den Impulsformer, so daß dann der Markenabstand nur noch 25 kHz beträgt.

10. Literatur

- [1] *Kühn, E. / Schmied, H.*: Integrierte Schaltkreise. VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- [2] *Haseloff, E.*: Das TTL-Kochbuch. Texas Instruments Deutschland GmbH, München 1972
- [3] Monolithische integrierte Schaltkreise — Ausgabe 1973/74. Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder)
- [4] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit der integrierten Schaltung D 100 C. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 19, S. 636 bis 641
- [5] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit der integrierten Schaltung D 100 C. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 7, S. 234 bis 237
- [6] *Ermisch, J.*: Ein Trigger mit TTL-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 13, S. 416 und 417
- [7] *Haberland, K.-H.*: Eigenschaften und Anwendung der Schaltkreisserie D 10. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 23, S. 749 bis 755 und H. 24, S. 792 und S. 806 bis 811
- [8] *Krumrein, G.*: Verzögerungsschaltungen und astabile Schaltungen mit TTL-Bausteinen. Applikationsbericht der Firma AEG-Telefunken,
- [9] Applikationsbuch Band 1. Texas Instruments Deutschland GmbH, München 1972

